NR IND 372161

praktyczny Elektronik

WWW.PE.COM.PL

nr 7'2000 (96) CENA 4,80 PLN ISSN 1232-2628

Barometr cyfrowy

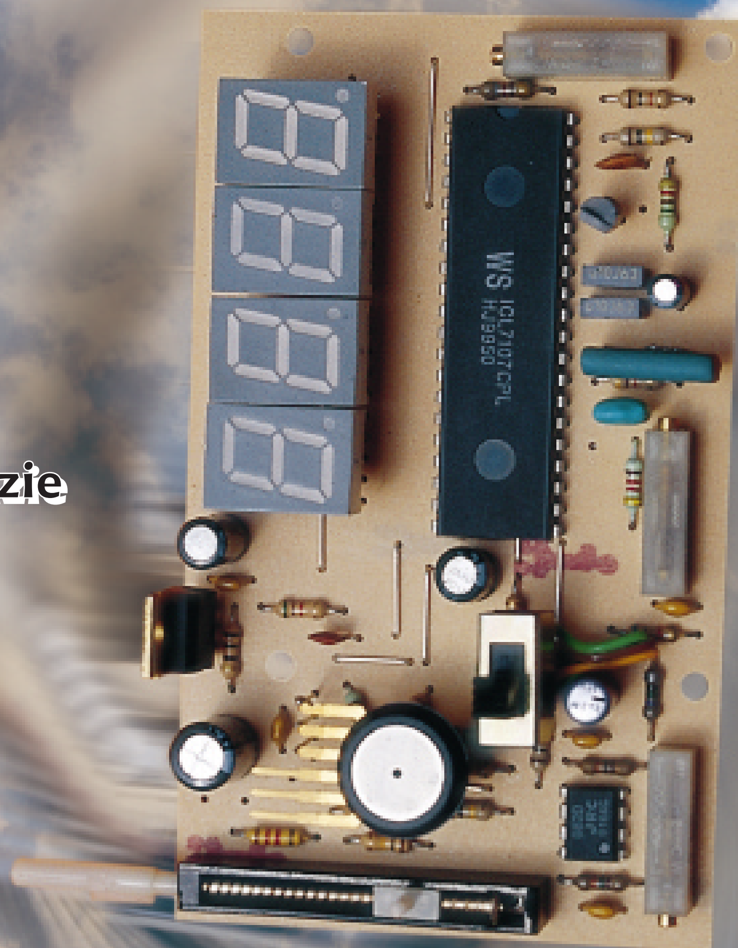
Konwerter TV

Uniwersalny syntezer

Podłączenie dodatkowego wzmacniacza w samochodzie

Głośniki i obudowy

Pierwsza płyta CD-PE1





Ciśnienie nad i pod stołem

Jestem całkowicie pochłonięty pogodą. Upał jaki jest w chwili gdy piszę te słowa doprowadza do kompletnego rozmiękczenia moich komórek nerwowych, stąd pomysł zbudowania barometru. Może przy jego pomocy uda mi się „zaczarować" ten przeklęty upał.

Poprzednio pisałem o wieku serwomechanizmów. Teraz chcę się skupić na przetwornikach. Nowoczesny świat dążący do mechanizacji i automatyzacji musi wykonać, jeszcze jeden niezwykle istotny krok. Krokiem tym jest wymyślenie, zaprojektowanie i zbudowanie przetworników wszystkich wielkości fizycznych, które przyjdą do głowy. Posłużę się analogią z dziedziny komputerów. Serwomechanizmy to urządzenia wyjścia. Natomiast przetworniki to urządzenia wejścia. Bez jednych i drugich komputer, nawet najwspanialszy, nie będzie przydatny. Bez „głupiej" klawiatury za 30 zł nie sposób napisać tego tekstu.

Tak samo nie sposób sterować czymkolwiek bez danych zbieranych przez różnego rodzaju czujniki lub przetworniki jak kto woli. Postęp w tej dziedzinie jest już bardzo duży. Pomyślmy o kamerze telewizyjnej. Najprostsze modele przemysłowej kamery kolorowej można już ponoć kupić za ok. 250 zł. Rzecz parę lat temu nie do pomyślenia.

Kupując przetwornik ciśnienia atmosferycznego musiałem podpisać zobowiązanie, że nie wykorzystam go do wyprodukowania bomby atomowej. Widać udało mi się wybrać rzecz z najwyższej półki, co bardzo szybko potwierdziło się w praktyce. Czytając literaturę na temat ciśnienia atmosferycznego znalazłem wzór podający zależność ciśnienia od wysokości nad poziomem morza. Wtedy przyszedł mi wtedy do głowy pomysł by sprawdzić jaką najmniejszą różnicę wysokości jestem w stanie zmierzyć przy pomocy tego czujnika. Wiecie co wyszło i potwierdziło się w praktyce. Dzięki doskonałemu przetwornikowi byłem w stanie wykryć różnicę ciśnienia atmosferycznego jaka występuje pomiędzy blatem stołu a podłogą. Aż wierzyć się nie chce.

Cóż poprawiam moją myśl z poprzedniego miesiąca. Wiek XXI będzie wiekiem serwomechanizmów i przetworników.

Redaktor Naczelny
Dariusz Cichoński



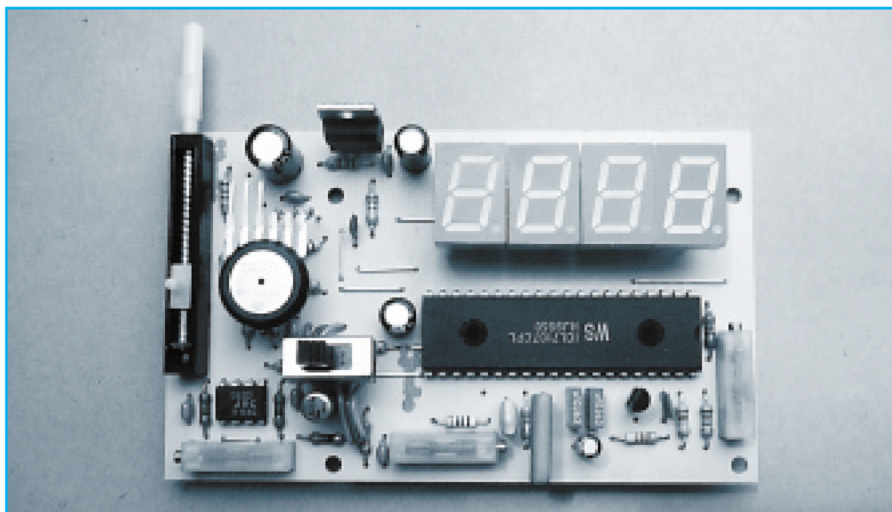
Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Orientacyjny czas oczekiwania wynosi 3 tygodnie. Zamówienia na płytki drukowane, układy programowane i zestawy prosimy przesyłać na kartach pocztowych, na kartach zamówień zamieszczanych w PE, faksem lub pocztą elektroniczną. Koszt wysyłki wynosi 8 zł bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery "Praktycznego Elektronika", wykaz numerów na stronie 20. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany wysyłamy w cenie 2,50 zł za pierwszą stronę, za każdą następną 0,50 zł + koszty wysyłki.

Adres Redakcji:
„Praktyczny Elektronik"
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra
tel/fax.: (0-68) 324-71-03 w godzinach 8^{00}-10^{00}
e-mail: *redakcja@pe.com.pl*; *http://www.pe.com.pl*
Redaktor Naczelny:
mgr inż. Dariusz Cichoński
Z-ca Redaktora Naczelnego:
mgr inż. Tomasz Kwiatkowski
Redaktor Techniczny:
Paweł Witek

Zdjęcie na okładce: Ireneusz Konieczny
Druk: Zakłady Graficzne „ATEXT" Gdańsk

Cyfrowy barometr

Od pradawnych czasów łupanie w kościach i rwanie w stawach było naturalnym miernikiem zmian pogodowych jakie mają wkrótce nastąpić. Dopiero doświadczenia Torricelli'ego wprowadziły element naukowy do przewidywania pogody. Artykuł zawiera kompletny opis barometru cyfrowego, w którym zastosowano półprzewodnikowy przetwornik ciśnienia atmosferycznego na napięcie elektryczne. Przetwornik jest fabrycznie skalibrowany, co ułatwia regulację przyrządu. Ciekawostką niech będzie informacja, że czujnik ciśnienia zawiera komorę próżniową. Czyżby nastąpił powrót lamp elektronowych? Konstrukcja urządzenia jest na tyle prosta, że może ją wykonać nawet mało zaawansowany elektronik.



W świecie w którym żyjemy podlegamy gigantycznemu naciskowi powietrza które otacza cały glob. Przy powierzchni ciała dorosłego człowieka wynoszącej ok. 2 m.^{2} nacisk powietrza osiąga gigantyczną wartość 20 ton. Nie odczuwamy tego, gdyż wewnętrzne ciśnienie występujące w każdej z komórek naszego organizmu równoważy tą wielkość. Jednocześnie jesteśmy w stanie odczuć zmiany ciśnienia na poziomie 1%. Przy niższym ciśnieniu atmosferycznym osoby wrażliwe (meteoropaci) odczuwają senność i bóle głowy. Przez lata ludzie nie uświadamiali sobie istnienia takiej siły jak ciśnienie atmosferyczne. Dopiero włoski fizyk i matematyk Evangelista Torricelli (1608–1647) w 1643 roku wykazał doświadczalnie istnienie ciśnienia atmosferycznego za pomocą wynalezionego przez siebie barometru rtęciowego. Odkrycie jego zostało umwiecznione w nazwie jednostki ciśnienia Tor. Po tym odkryciu bardzo szybko zauważono, że ciśnienie atmosferyczne nie jest stałe lecz ulega ciągłym zmianom. Po pewnym czasie zmiany ciśnienia zaczęto kojarzyć ze zjawiskami meteorologicznymi czyli pogodą.

Rozwój nauki doprowadził do wynalezienia wielu rodzajów przyrządów służących do pomiaru ciśnienia atmosferycznego. Pierwszym jak już podano był barometr rtęciowy, mający postać rurki zasklepionej u wierzchołka i wypełnionej rtęcią. Przy zmianach ciśnienia wysokość słupa rtęci w rurce ulegała zmianie. Stąd wywodzi się bardzo prosta ciśnienia nazywana milimetr słupa rtęci (mm Hg). Barometr rtęciowy był jednak kłopotliwy ze względu na delikatną budowę a także duże wymiary i nadawał się do pomiarów stacjonarnych. Bardziej popularne okazały się barometry metalowe zwane aneroidami. Składają się one z hermetycznej pofalowanej puszki metalowej wypełnionej rozrzedzonym powietrzem. Zmiany ciśnienia atmosferycznego powodują zmiany wymiarów puszki, które przeniesione na wskazówkę umożliwiają pomiar aktualnie panującego ciśnienia.

Z jednostkami ciśnienia jest spore zamieszanie. Ciśnienie jest jedną z wielkości fizycznych, która wyrażana jest największą chyba liczbą jednostek. Najprawdopodobniej przyczyną tego „bałaganu" były przyrządy pomiarowe wykorzystujące różne metody pomiaru ciśnienia. Dla łatwiejszego zorientowania się w całym galimatiasie w Tabeli 1 zebrano podstawowe jednostki ciśnienia i ich wzajemne przeliczniki. Od początku lat siedemdziesiątych jednostką podstawową ciśnienia w układzie SI jest Paskal (Pa), czyli Niuton na metr kwadratowy (N/m.^{2}).

Meteorolodzy wprowadzili do jednostek ciśnienia jeszcze jedno udziwnienie czyli jednostkę pochodną hPa (hektopaskal). Jeden hektopaskal jest równy stu Paskalom. Udziwnienie polega na tym, że nie zastosowano się do przyjętych ogólnie reguł wielokrotności wykładników zmieniających się co trzy, tak jak ma to miejsce w elektronice. Wszak nie podajemy wartości w hektoomach.

Jak już wcześniej wspomniałem ciśnienie atmosferyczne nie jest stałe i ulega zmianom. Na wartość ciśnienia atmosferycznego oprócz pogody ma wpływ kilka innych czynników. Do głównych należy zaliczyć temperaturę i wysokość nad poziomem morza. Przyjęto pewną wartość ciśnienia normalnego, które wynosi 1013,25 hPa na poziomie morza w temperaturze 0°C, na szerokości geograficznej 45°. W metrologii wszystkie wartości ciśnienia podawane są w odniesieniu do

Tabela 1 – Jednostki ciśnienia

Nazwa	Symbol	Pa	atm	at	tr, mm Hg	bar	mm H_2O
Paskal	Pa	1	$0,986923\cdot10^{-5}$	$1,01972\cdot10^{-5}$	$7,50062\cdot10^{-3}$	10^{-5}	0,101972
Atmosfera fizyczna	atm	101 325	1	1,03323	760	1,01325	10332,3
Atmosfera techniczna	at	98 066,5	0,967841	1	735,559	0,980665	10^{4}
Tor, mm słupa rtęci	Tr, mm Hg	133,332	$1,31579\cdot10^{-3}$	$1,35951\cdot10^{-3}$	1	$1,33322\cdot10^{-3}$	13,5951
Bar	bar	100000	0,986923	1,01972	750,062	1	10197,2
mm słupa wody	mm H_2O	9,80661	$0,967841\cdot10^{-4}$	10^{-4}	0,0735559	$0,980665\cdot10^{-4}$	1

Tabela 2 – Poprawki wysokościowe ciśnienia

Wysokość npm	Δp	Wysokość npm	Δp
[m]	[hPa]	[m]	[hPa]
50	6	350	43
100	13	400	49
150	19	450	55
200	25	500	61
250	31	600	73
300	37	700	85

do podanych powyżej warunków. Umożliwia to tworzenia map pogodowych, które niejako odseparowane są od dodatkowych czynników.

Jako ciekawostkę można podać wartości najwyższego i najniższego ciśnienia jakie udało się zmierzyć na powierzchni Ziemi. Najwyższe ciśnienie 1084 hPa zanotowano w 1968 roku w wyżu azjatyckim na Syberii. Z kolei najniższe ciśnienie wynosiło 870 hPa w oku tajfunu Tip na Pacyfiku.

Ciśnienie atmosferyczne maleje wraz z wysokością nad poziom morza. Wyjaśnienie tego faktu jest proste. Wraz ze wzrostem wysokości zmniejsza się grubość warstwy powietrza które znajduje się nad nami. Dla porównania wartość ciśnienia na wysokości 1000 m npm wynosi 88% wartości ciśnienia na poziomie morza. Dla większych wysokości jest to 78% dla 2000 m npm 68% dla 3000 m npm i 33% dla 8800 m npm (Mount Everest). Stąd też wysoko w górach spada moc naszych samochodów, z uwagi na mniejszą zawartość tlenu w powietrzu, a himalaiści muszą zdobywać najwyższą górę w maskach tlenowych. Wzór określający zależność ciśnienia od wysokości nad poziomem morza ma następującą postać:

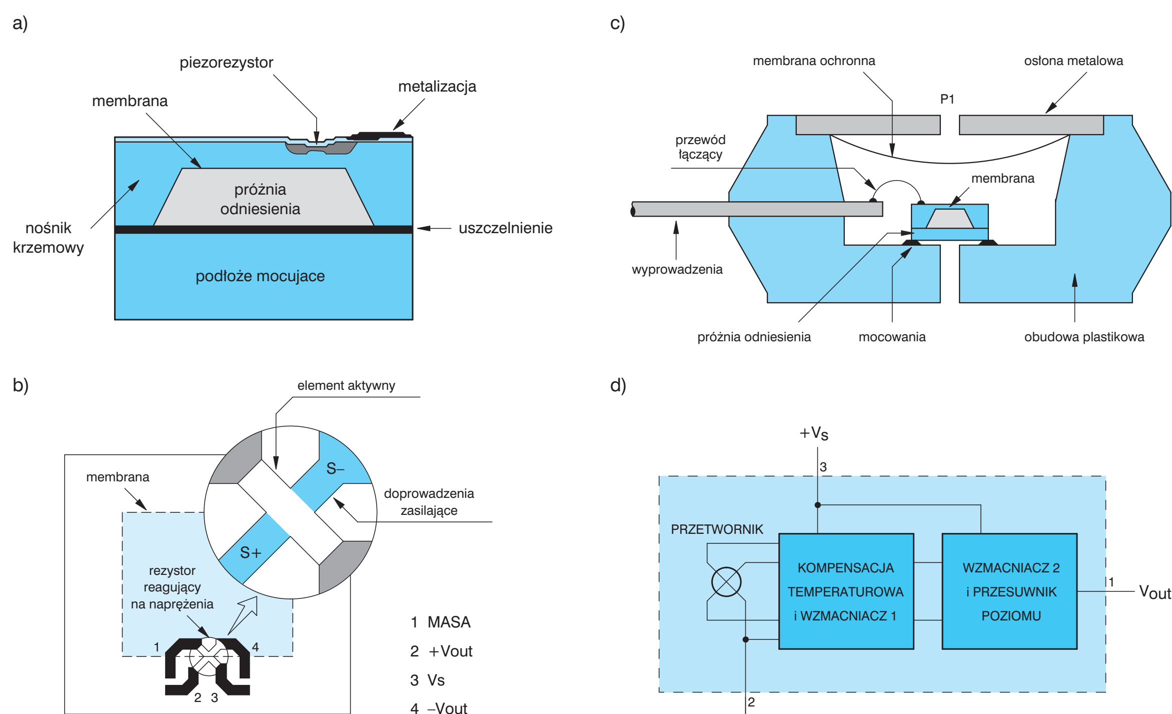
$$p = p_0 \cdot e^{-\frac{\rho_0 \cdot g \cdot h}{p_0}}$$

gdzie:
p_0 – ciśnienie normalne $1{,}01325 \cdot 10^5$ Pa;
ρ_0 – gęstość powietrza w temperaturze 0°C 1,293 kG/m^3
g – przyspieszenie ziemskie 9,80665 N/s^2
h – wysokość nad poziomem morza w metrach.

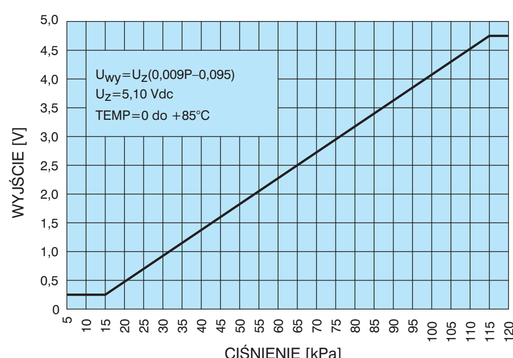
Chcąc ułatwić życie naszym Czytelnikom w Tabeli 2 zebrano poprawki wysokościowe, czyli różnice ciśnienia występujące na danej wysokości w odniesieniu do poziomu morza. Poprawka podana jest w hektopaskalach i ma znak dodatni. Wartość poprawki należy dodać do wartości ciśnienia wskazanego przez barometr, aby otrzymać wartość ciśnienia zgodną z tym co podają synoptycy. Dla wysokości pośrednich wystarczy zwykła aproksymacja liniowa.

W elektronicznym barometrze zastosowano specjalny półprzewodnikowy przetwornik ciśnienia atmosferycznego na napięcie. Przetwornik ten działa na zasadzie zbliżonej do aneroidu. W płytce nośnika wykonanego z krzemu (rys. 1a) utworzona została mała kawerna inaczej mówiąc jamka. Z kawerny usunięto powietrze i uszczelniono ją. Ciśnienie panujące w kawernie zbliżone jest do próżni. Kawerna oddzielona jest od otoczenia cienką membraną wykonaną z krzemu tworzącego nośnik. Pod wpływem ciśnienia atmosferycznego membrana ulega ugięciu. Wielkość tego ugięcia zależna jest od wartości ciśnienia. Im większe tym bardziej membrana ugina się. Na krawędzi membrany (rys. 1b) umieszczono specjalny układ skrzyżowanych ze sobą rezystorów piezoelektrycznych. Przez jeden rezystor przepływa prąd zasilający czujnik, a na drugim rezystorze odkłada się spadek napięcia proporcjonalny do ugięcia się membrany, czyli do ciśnienia panującego na zewnątrz.

Całość umieszczona jest w plastikowej obudowie (rys. 1c) wyposażonej w otwór pozwalający na swobodny dostęp powietrza do membrany. Obudowa wyposażona jest dodatkowo w elastyczną membranę chroniącą czujnik przed czynnikami zewnętrznymi. Ta dodatkowa



Rys. 1 Budowa czujnika ciśnienia MPX 4115A



Rys. 2 Charakterystyka napięcia wyjściowego przetwornika MPX 4115A w funkcji zewnętrznego ciśnienia

membrana dzięki dużej elastyczności nie wpływa na dokładność wskazań.

Sygnał elektryczny z czujnika ma bardzo małą wartość rzędu 0,6 mV/1 kPa. Ponadto jest on dość mocno zależny od temperatury. Czujnik wyposażono zatem w zintegrowany układ kompensacji temperaturowej i wzmacniacz stałoprądowy (rys. 1d). W efekcie czego otrzymano na wyjściu czułość 45,9 mV/kPa i płaską charakterystykę temperaturową w przedziale od 0 do 85°C. Błąd pomiaru nie przekracza 1,5 %.

Wadą przetwornika piezorezystancyjnego jest występowanie pewnego niewielkiego napięcia resztkowego przy braku naprężenia membrany. Wartość tego napięcia jest określona jako offset i musi być odejmowana od aktualnej wartości napięcia wyjściowego. Drugą wadą czujnika jest zależność napięcia wyjściowego od napięcia zasilania. Stąd też wynika konieczność dokładnego stabilizowania napięcia zasilającego układ. Dla czujnika MPX 4115A wartość napięcia zasilającego wynosi 5,10 V. Prąd zasilający czujnik nie przekracza 10 mA.

Na rysunku 2 przedstawiono charakterystykę napięcia wyjściowego przetwornika MPX 4115A w funkcji zewnętrznego ciśnienia. Wartość napięcia wyjściowego przetwornika podana jest następującym wzorem:

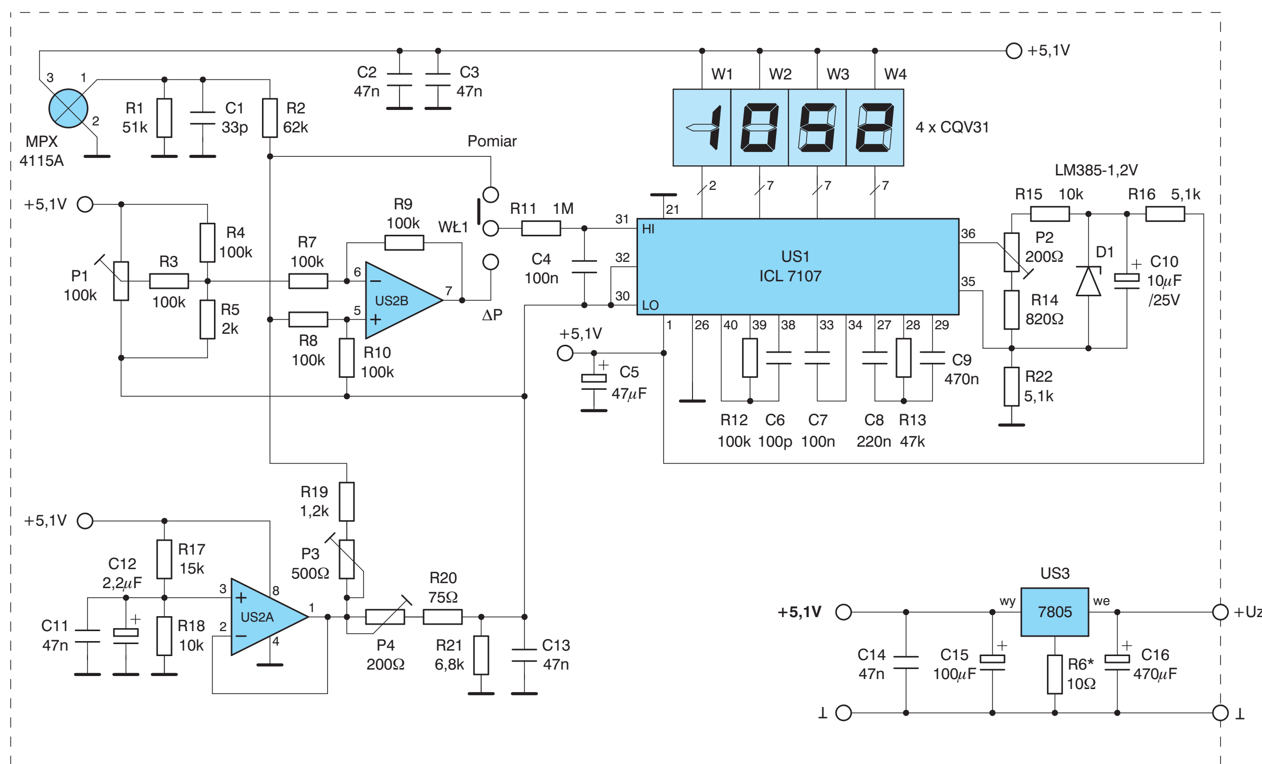
$$U_{wy} = U_z \cdot (0,009 \cdot P - 0,095)$$

gdzie:
U_z – rzeczywiste napięcie zasilania czujnika,
P – ciśnienie atmosferyczne w kPa

Opis układu

Po zapoznaniu się z kilkoma zagadnieniami dotyczącymi ciśnienia atmosferycznego oraz z budową czujnika ciśnienia można spokojnie przystąpić do opisania układu barometru, którego schemat zamieszczono na rysunku 3.

Do pomiaru ciśnienia zastosowano czujnik MPX 4115A, którego czułość wynosi 45,9 mV/kPa, czyli 4,59 mV/hPa. Z kolei do pomiaru napięcia wyjściowego wykorzystano miliwoltomierz ICL 7107 (US1) o czułości 200 mV, posiadający rozdzielczość 0,1 mV. Chcąc uzyskać rozdzielczość pomiaru ciśnienia 1 hPa napięcie wyjściowe z czujnika musi zostać podzielone dokładnie przez 45,9, czego efektem będzie zmiana napięcia na wyjściu dzielnika równa 0,1 mV/hPa. Funkcję dzielnika spełniają rezystory R2, R19 i potencjometr P3, który umożliwia dokładne ustawienie stopnia podziału.



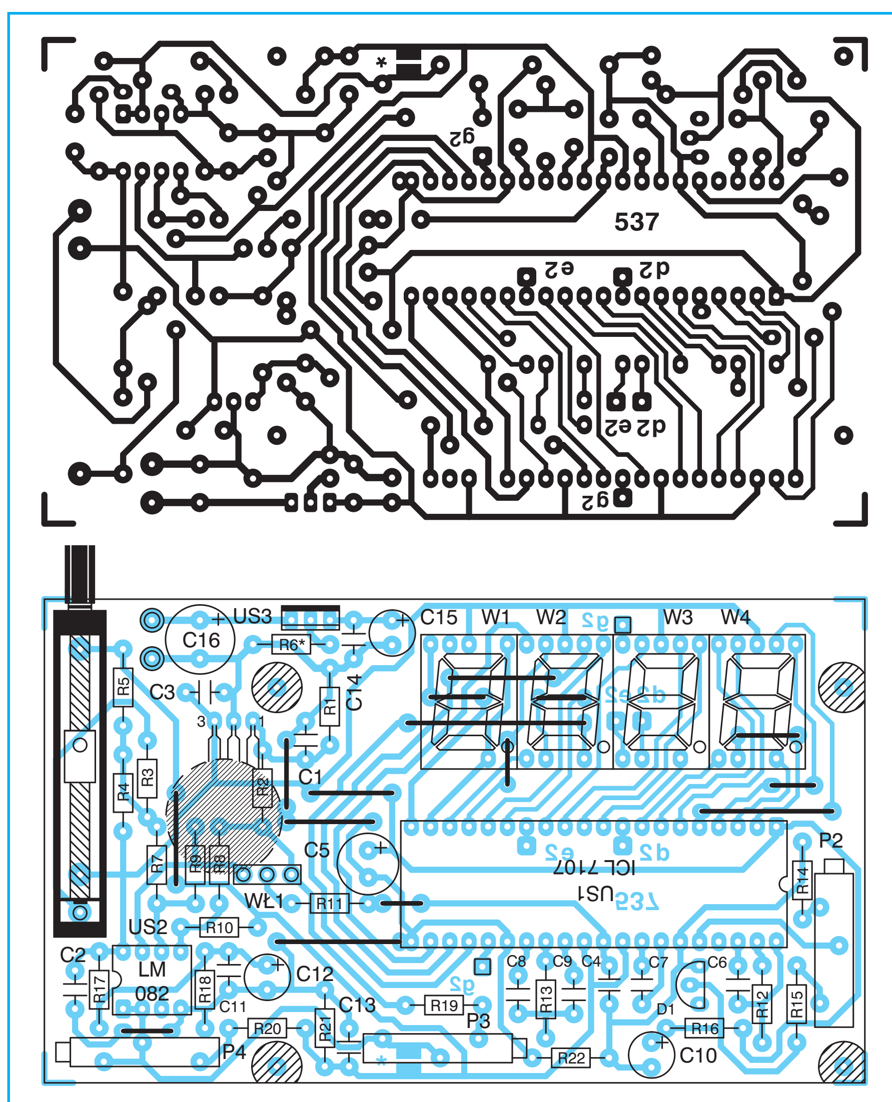
Rys. 3 Schemat ideowy barometru

Napięcie wyjściowe czujnika MPX 4115A dla spotykanych ciśnień atmosferycznych zawiera się w przedziale 3,5÷4,5 V. Po wprowadzeniu podziału przez 45,9 zakres napięć wyjściowych spadłby do wartości 76÷98 mV, co stanowi zbyt małą wartość aby można ją zmierzyć miliwoltomierzem ICL 7107 zasilanym z jednego źródła napięcia. Dlatego też w układzie zastosowano masę pozorną wytwarzaną przez układ wzmacniacza operacyjnego US2A. Napięcie wyjściowe w tym układzie ustalone jest rezystorami R17 i R18 na wartość ok. 2 V. W stosunku do tego napięcia dzielone jest napięcie wyjściowe z przetwornika.

Drugą sprawą jest napięcie offsetu jakie występuje na wyjściu czujnika. Wymaga ono kompensacji. Dlatego też do napięcia wyjściowego w dzielnika R2, R19, P3 dodawany jest spadek napięcia na rezystorze R20 i potencjometrze P4. Poza kompensacją offsetu układ ten umożliwia wprowadzenie poprawki wysokościowej o czym pisano wcześniej. Suma obu napięć doprowadzona jest do wejścia miliwoltomierza US1, który pracuje w klasycznym układzie aplikacyjnym z pojedynczym napięciem zasilania.

Spotykane w domach barometry aneroidowe wyposażone są w dodatkową wskazówkę umożliwiającą „zapamiętanie" aktualnie panującego ciśnienia. Po kilku godzinach można sprawdzić o ile i w jakim kierunku ciśnienie atmosferyczne zmieniło się. W taką możliwość wyposażono także opisywany barometr. Elementem pamiętającym jest tu potencjometr P1. Po zmianie położenia przełącznika WŁ1 na przeciwną niż na schemacie do wejścia miliwoltomierza doprowadzana jest różnica napięć z wyjścia przetwornika i potencjometru P1. Do wytworzenia sygnału różnicy zastosowano wzmacniacz operacyjny US2B pracujący w układzie wzmacniacza różnicowego o wzmocnieniu 1 V/V. Kręcąc potencjometrem P1 różnicę tą można sprowadzić do zera, a następnie z powrotem ustawić przełącznik w pozycji Pomiar. Po kilku godzinach lub na drugi dzień przełączenie WŁ1 w pozycję ΔP spowoduje wyświetlenie różnicy ciśnienia pomiędzy pomiarem aktualnym a „zapamiętanym" wcześniej. Znak minus przed wskazaniem oznacza, że ciśnienie uległo zmniejszeniu. Brak znaku przed wynikiem oznacza wzrost ciśnienia.

Jak już wspomniano wcześniej czujnik MPX 4115A musi być zasilany napięciem 5,1 V. W tym celu do nóżki masy stabilizatora US3 podłączono niewielki rezystor R6* który pozwala na dokładne ustawienie wartości napięcia wyjściowego, którym zasilany jest cały układ.



Rys. 4 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Montaż i uruchomienie

Barometr elektroniczny mieści się na płytce drukowanej która została przewidziana do zamontowania w obudowie KM 33. Przed przystąpieniem do montażu elementów należy w spodniej części obudowy wyłamać pionowe przegrody przeznaczone na baterię. Następnie w płytce należy wywiercić cztery otwory o średnicy 4 mm w miejscach zakreskowanych ukośnie kółek. Tak przygotowana płytka powinna „wejść" już do dolnej części obudowy. Pozostaje teraz wymierzenie w pokrywce obudowy miejsca na otwór dla wyświetlacza, na oś potencjometru P1 i przełącznik WŁ1. Po wycięciu otworu na wyświetlacze należy w niego wkleić kawałek pleksiglasu w kolorze świecenia wyświetlaczy.

Wyświetlacze montuje się nad płytką drukowaną za pośrednictwem sztywnych drucików (można do tego celu wykorzystać obcięte nóżki rezystorów). Górna płaszczyzna wyświetlaczy powinna znajdować się ok. 15 mm nad powierzchnią płytki drukowanej. Najpierw do wyświetlacza przylutowuje się druciki do czterech skrajnych nóżek, a następnie wyświetlacz wlutowuje się w płytkę. Teraz można już kolejno lutować pozostałe druciki

Potencjometr P3 powinien zostać zamontowany nieco nad powierzchnią płytki drukowanej tak aby zapewnić dostęp do śrubki regulacyjnej. Ze względu na wymaganą dokładność nastaw wszystkie zastosowane w barometrze potencjometry powinny być 10-cio obrotowe. Czujnik MPX 4115A montuje się nad elementami na krótkich odcinkach sztywnego drutu.

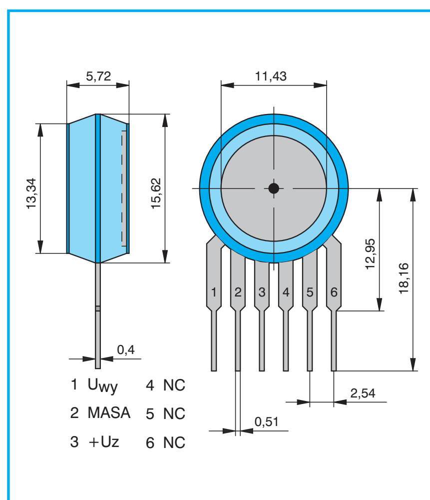
Uruchamianie należy rozpocząć od ustawienia dokładnej wartości napięcia zasilającego. W tym celu należy zamontować rezystor R6 o wartości 10 Ω, włączyć zasilanie i sprawdzić napięcie na wyjściu stabilizatora US3. Jeżeli różni się ono od podanej wartości 5,10 V konieczne jest dobranie wartości rezystora R6.

Uwaga!
Przy wylutowywaniu rezystora R6 należy wyłączyć napięcie zasilania. W przeciwnym wypadku można uszkodzić układ miliwoltomierza i przetwornik ciśnienia MPX 4115A.

Po dobraniu napięcia zasilającego zwiera się ze sobą po stronie druku dwa prostokątne pola oznaczone gwiazdką. Do nóżek 31 i 32 przyłącza się woltomierz cyfrowy na zakresie 200 mV, a przełącznik WŁ1 ustawia w pozycji Pomiar. Następnie kręcąc potencjometrem P2 ustawia się wskazania barometru na wartość identyczną ze wskazaniami woltomierza. W ten sposób skalibrowano sam miliwoltomierz.

Następnie przy pomocy woltomierza (dla uzyskania lepszej dokładności wskazany jest woltomierz 4 i 1/2 cyfry) należy zmierzyć napięcie pomiędzy nóżką 1 czujnika MPX 4115A a nóżką 1 US2. Wartość zmierzonego napięcia podaną w miliwoltach dzieli się przez 45,9. Kręcąc potencjometrem P3 ustawia się wskazania barometru na obliczona wartość. Dla przykładu jeżeli zmierzone napięcie wynosiło 2,051 V, to 2051 mV/45,9=44,68 mV≈45 mV. Wskazania barometru należy ustawić na 045. W ten sposób skalibrowano podział dzielnika.

Przed kolejną regulacją usuwa się połączenie pól oznaczonych gwiazdką. Woltomierz należy podłączyć pomiędzy nóżki



Rys. 5 Widok czujnika ciśnienia MPX 4115A

1 i 2 czujnika ciśnienia i zmierzyć występujące tam napięcie. Na podstawie tego pomiaru z poniższego wzoru oblicza się panujące aktualnie ciśnienie atmosferyczne:

$$P_a\,[hPa] = \frac{\dfrac{U_{wy}\,[V]}{U_z[V]} + 0{,}095}{0{,}09}$$

gdzie:
U_{wy} – zmierzone napięcie wyjściowe,
U_z – rzeczywista, zmierzona wartość napięcia zasilania.

Kolejną czynnością jest dodanie do otrzymanej wartości poprawki wysokościowej zależnej od wysokości npm miejscowości w której mieszkamy. Tak otrzymany wynik ustawia się na wyświetlaczu barometru przy pomocy potencjometru P4. Dla przykładu zmierzone napięcie wyjściowe miało wartość 4,051 V, a rzeczywiste napięcie zasilania wynosiło 5,13 V. Miejscowość w której mieszkamy znajduje się na wysokości 200 m. npm.

$$P_a\,[hPa] = \frac{\dfrac{4{,}051}{5{,}13} + 0{,}095}{0{,}09} \approx 983\,[hPa]$$

$$P\,[hPa] = 983 + 25 = 1008$$

Wskazania barometru ustawia się na 1008 hPa. Powyższe czynności miały na celu ustawienie offsetu przetwornika i poprawki wysokościowej.

Na koniec pozostaje tylko ustawienie przełącznika w pozycję ΔP i sprawdzenie czy wskazania barometru uda się wyzerować. Na zmianę ciśnienia trzeba niestety poczekać co najmniej kilka godzin, chyba, że nad nami przechodzi akurat głęboki front atmosferyczny wtedy zmiany ciśnienia są szybsze.

Wszystkie czynności regulacyjne należy wykonywać po nagrzaniu się całego urządzenia ok. 15 min po włączeniu napięcia zasilania. Cały proces regulacji warto powtórzyć po kilku dniach nieprzerwanej pracy barometru.

Jeżeli zakres regulacji któregoś z potencjometrów okaże się niewystarczający można zmienić wartość szeregowo z nim połączonego rezystora. W przypadku P1 konieczna może okazać się zmiana rezystorów R4 i R5.

Teraz już można przystąpić do pomiaru ciśnienia i sprawdzania domowych prognoz pogody. W sprzedaży wysyłkowej prowadzonej przez redakcję można zamawiać oprócz płytki także przetwornik ciśnienia MPX 4115A i potencjometr P1.

Wykaz elementów	
Półprzewodniki	
US1	– ICL 7107
US2	– TL 082
US3	– LM 7805
D1	– LM 385-1,2
W1÷W4	– CQV 31
Rezystory	
R6*	– 10 patrz opis w tekście
R20	– 75 Ω/0,125 W
R14	– 820 Ω/0,125 W
R19	– 1,2 kΩ/0,125 W
R5	– 2 kΩ/0,125 W
R16, R22	– 5,1 kΩ/0,125 W
R21	– 6,8 kΩ/0,125 W
R15, R18	– 10 kΩ/0,125 W
R17	– 15 kΩ/0,125 W
R13	– 47 kΩ/0,125 W
R1	– 51 kΩ/0,125 W
R2	– 62 kΩ/0,125 W
R3, R4, R7÷R10, R12	– 100 kΩ/0,125 W
R11	– 1 MΩ/0,125 W
P2, P4	– 200 Ω 10-cio obrotowy
P3	– 500 Ω 10-cio obrotowy
P1	– 100 Ω WT262 10-cio obr.
Kondensatory	
C1	– 33 pF/50 V ceramiczny
C6	– 100 pF/50 V ceramiczny
C2, C3, C11, C13, C14	– 47 nF/50 V ceramiczny
C4, C7	– 100 nF/63 V MKSE-20
C8	– 220 nF/50 V MKSE-20
C9	– 470 nF/50 V MKSE-20
C12	– 2,2 μF/50 V
C10	– 10 μF/25 V
C5	– 47 μF/16 V
C15	– 100 μF/16 V
C16	– 470 μF/16 V
Inne	
C1	– MPX 4115A
WŁ1	– przełącznik dźwigienkowy
obudowa	– KM 33
płytka drukowana numer 537	

Płytki drukowane, przetworniki MPX 4115A i potencjometry 100 kΩ - WT 262 wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 537 – 6,45 zł
MPX 4115A – 95,00 zł
WT 262 100kΩ – 4,00 zł
+ koszty wysyłki

◊ *mgr inż. Dariusz Cichoński*

Tłumienie elektryczne głośnika a impedancja kolumn głośnikowych

Często spotykam się z pytaniami dotyczącymi impedancji elektrycznej głośników. Skąd biorą się różne jej wartości i które głośniki są lepsze? W sklepach spotyka się zestawy głośnikowe o rezystancji 8, 6 i 4 Ω, a nawet 2 Ω w przypadku głośników samochodowych.

Sprawa jest dosyć prosta i wynika z podstawowego wzoru na moc $P=U \cdot I$, który po przekształceniu przyjmuje postać $P=U^2/R$. Zatem chcąc zwiększyć moc wyjściową wzmacniacza przy stałej rezystancji obciążenia należy zwiększyć napięcie wyjściowe wzmacniacza. Drugim sposobem zwiększenia mocy wyjściowej jest zmniejszenie rezystancji obciążenia. Dwukrotne zwiększenie mocy wyjściowej wymaga wzrostu napięcia wyjściowego o 1,41 razy przy takim samym wzroście prądu. Podobny efekt można uzyskać zmniejszając rezystancję obciążenia 2 razy przy tym samym napięciu wyjściowym, co pociąga za sobą dwukrotny wzrost prądu wyjściowego. Zależności te ilustruje Tabela 1.

Tabela 1 – Zależność mocy wyjściowej wzmacniacza od rezystancji obciążenia (wartości skuteczne napięć i prądów)

P_{wy}	R_L	U_{wy}	I_{wy}
[W]	[Ω]	[V]	[A]
50	4	14,1	3,5
100	4	20,0	5,0
50	8	20,0	2,5
100	8	28,2	3,5

W początkach ery wzmacniaczy tranzystorowych stosowano głównie ten drugi sposób. Podyktowane to było parametrami tranzystorów mocy, głównie ich napięciem przebicia (U_{CE}), które było stosunkowo niskie. Natomiast tranzystory te charakteryzowały się stosunkowo dużym prądem kolektora. Najniższe rezystancje obciążenia stosuje się we wzmacniaczach samochodowych, gdzie występuje naturalne ograniczenie napięcia zasilania i jedyną prostą drogą jest zmniejszenie rezystancji obciążenia. Z punktu widzenia elektrycznego powinno być zatem wszystko jedno który parametr zmieniamy, wszak osiągamy to co chcemy czyli odpowiednią moc wyjściową. Tak jednak nie jest, co wyjaśnię poniżej.

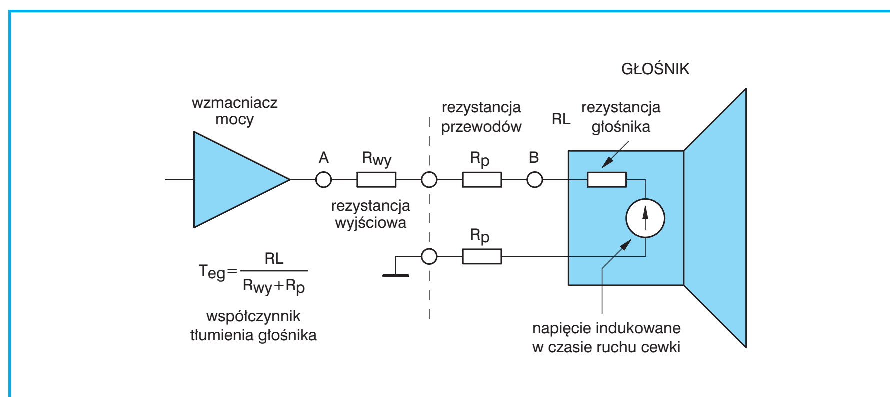
Wzmacniacz mocy charakteryzuje się niewielką rezystancją wyjściową. Przy napięciowym sprzężeniu zwrotnym jest ona stosunkowo mała i z reguły nie przekracza wartości 0,1÷0,2 Ω. Rezystancja wyjściowa w głównej mierze zależy od konstrukcji wzmacniacza, głębokości sprzężenia zwrotnego, natomiast w dużo mniejszym stopniu od napięcia zasilania. Do tego dochodzi jeszcze połączona szeregowo rezystancja przewodów głośnikowych (rys. 1). Z wartości tych wynika parametr elektrycznego tłumienia głośnika wyrażony jako stosunek impedancji głośnika do impedancji wyjściowej wzmacniacza i rezystancji przewodów łączących głośnik ze wzmacniaczem.

Dla przykładu rozpatrzmy wzmacniacz o rezystancji wyjściowej 0,1 Ω, połączony przewodami o rezystancji 0,1 Ω z głośnikami 4 i 8 Ω. Tłumienie elektryczne w pierwszym wypadku wynosi 20 razy a w drugim 40 razy. Teraz już wyraźnie widać, że zmiana rezystancji głośnika mająca na celu zwiększenie mocy wyjściowej nie jest jednoznaczna ze zmianą napięcia wyjściowego wzmacniacza.

Tłumienie elektryczne głośnika wpływa istotnie na jakość odtwarzanych dźwięków, zwłaszcza w stanach nieustalonych. Pobudzenie zestawu akustycznego przebiegiem prostokątnym (rys. 2a) powinno spowodować gwałtowny ruch membrany w jednym kierunku i równie gwałtowne jej zatrzymanie. W rzeczywistości membrana głośnika „startuje” bardzo szybko, gorzej natomiast jest z jej zatrzymaniem. Na skutek bezwładności membrany mija ona położenie docelowe posuwając się dalej, po czym zaczyna się cofać ponownie przechodząc przez położenie docelowe. Taki cykl powtarza się kilka razy tworząc oscylacje wokół właściwej do sygnału pozycji wychylenia (rys. 2b).

Ruch membrany wywołany jest przepływem prądu przez cewkę głośnika umieszczoną w polu magnetycznym nabiegunników magnesu. Z drugiej strony ruch cewki w polu magnetycznym powoduje wyindukowanie się w niej napięcia proporcjonalnego do szybkości tego ruchu. Źródło tego napięcia charakteryzuje się impedancją równą impedancji głośnika. Z kolei głośnik jest podłączony do rezystancji wyjściowej wzmacniacza. Im współczynnik tłumienia elektrycznego głośnika jest większy tym napięcie indukowane w cewce będzie silniej tłumione, ograniczając tym samym oscylacje membrany. Można się o tym przekonać przeprowadzając proste doświadczenie. Wystarczy odłączyć zestaw głośnikowy od wzmacniacza i delikatnie, aczkolwiek zdecydowanie popchnąć membranę głośnika niskotonowego. Następnie należy zewrzeć ze sobą zaciski zestawu głośnikowego i ponownie popchnąć membranę. Można zauważyć, że membrana stawia większy opór gdy zaciski zestawu są ze sobą zwarte. Jest to efekt tłumienia elektrycznego głośnika.

W rzeczywistym zestawie elektroakustycznym tłumienie elektryczne głośnika jest efektem zastosowania sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczu. Faktyczny sygnał sprzężenia zwrotnego jest różnicą napięcia źródła sygnału i napięcia proporcjonalnego do spadku napięcia na głośni-

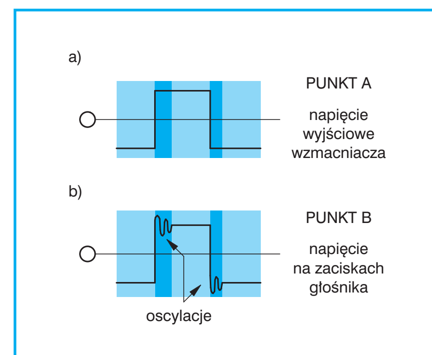


Rys. 1 Tłumienie elektryczne głośnika

ku. Ten drugi składnik silnie zależy od prędkości ruchu membrany. Układ sprzężenia zwrotnego dąży do zachowania proporcjonalności sygnału wejściowego pochodzącego ze źródła sygnału w stosunku do napięcia na głośniku, wnosząc tym samym elektryczne tłumienie głośnika. Skuteczność tego działania będzie tym większa im stosunek rezystancji głośnika do rezystancji wyjściowej będzie większy.

Oprócz elektrycznego tłumienia głośnika drgania membrany tłumione są także przez obudowę. Jest to tak zwane tłumienie akustyczne. Tłumienie elektryczne jak i akustyczne dotyczy głównie głośników niskotonowych, których membrany są masywne (ciężkie). Szczególnie istotne jest ono dla częstotliwości rezonansowej. Niskie tłumienie objawia się dudniącym odtwarzaniem basów, przechodzącym w krytycznych sytuacjach w stałe „buczenie" obecne w tle muzyki. Należy dodać, że podobny efekt akustyczny otrzymuje się podczas pojawiania się akustycznej fali stojącej wynikającej z częstotliwości rezonansowej pomieszczenia. Szczególnie nieprzyjemny efekt uzyskuje się gdy minimum tłumienia elektrycznego przypada na częstotliwość rezonansową głośnika i częstotliwość rezonansową pomieszczenia.

Przy naszych rozważaniach nie zwróciliśmy dotychczas uwagi na przewody łączące głośniki ze wzmacniaczem. Istnieje wiele teorii na ten temat. Jedne z nich mówią, że należy stosować specjalne przewody z miedzi wielkokrystalicznej i złocone zaciski. Generalnie nie wierzę w tego typu rzeczy. Uważam, że wszystkie te „cuda" mają na celu wyciągnięcie jak największej kasy z kieszeni melomanów. Jedynym istotnym elementem jest rezystancja przewodów. Powinna ona być jak najmniejsza. Dla porównania podam fakt, że rezystancja przewodów o długości 5 m (co w rzeczywistości daje 10 m, gdyż przewody są dwa) wynosi dla przekroju 1 mm² 0,17 Ω, natomiast w przypadku przekroju 2,5 mm² rezystancja spada do 0,07 Ω. Dlatego też warto stosować przewody grube, bez zbytnich „bajerów".



Rys. 2 Pasożytnicze oscylacje membrany głośnika

Tak więc wniosek końcowy jest oczywisty. Zestawy głośnikowe o impedancji 8 Ω są lepsze od zestawów o impedancji 4 Ω. Tym parametrem warto się kierować podczas rozważań o zakupie sprzętu audio.

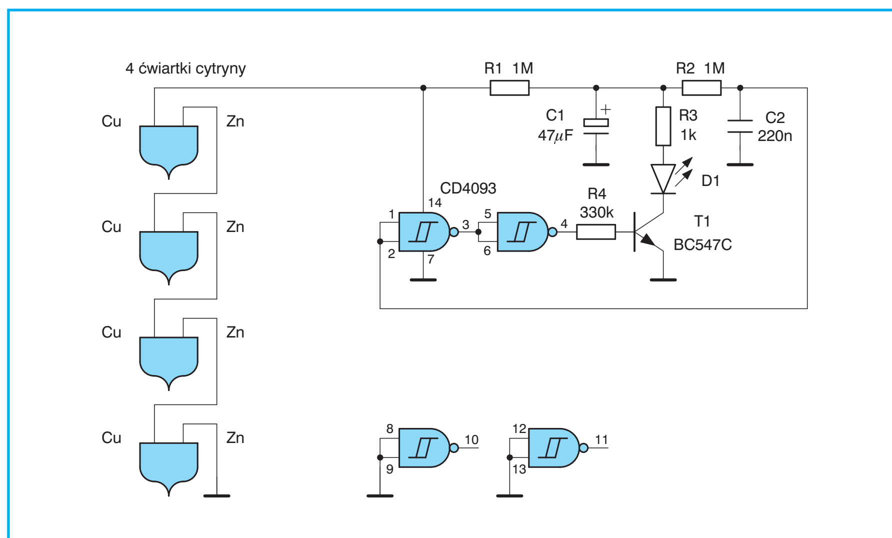
◊ mgr inż. Dariusz Cichoński

Wyciskanie prądu z cytryny

Z dużym zaciekawieniem przeczytałem krótki artykuł pt. „Elektryczność wokół nas" zamieszczony w PE 12/99. Autor zaprezentował w nim najprostsze chemiczne ogniwa elektryczne. Tekst ten został zilustrowany nawet zdjęciem na okładce. Co prawda na zdjęciu dopatrzyłem się pewnego oszustwa. Widać na nim, że jeden z przewodów prowadzących od ogniwa wcale nie wchodzi do kalkulatora, lecz „wisi" nigdzie nie podłączony. Myślę, że to drobne oszustwo było podyktowane koniecznością stworzenia kompozycji owocowej.

Swoją drogą zastanowił mnie fakt czy rzeczywiście takie ogniwo można wykorzystać do wyprodukowania użytecznej energii elektrycznej. Postanowiłem spróbować i okazało się, że jest to możliwe. Nic tak nie przekonuje do występowania prądu jak światło. Zbudowałem więc prosty układ którego schemat przedstawiam na rysunku 1. Do zasilania wykorzystałem oczywiście cytrynę, pokrojoną na ćwiartki, która jest źródłem napięcia rzędu 3÷4 V. Do tak zbudowanej baterii podłączyłem bramki Schmitta w wersji CMOS. Po włączeniu „zasilania" Kondensator C1 zaczyna się ładować prądem ok. 3 μA płynącym przez rezystor R1. Równocześnie ładuje się kondensator C2. W chwili osiągnięcia na kondensatorze C2 poziomu napięcia niezbędnego do zmiany stanu pierwszej bramki zostaje włączony tranzystor T1, który na mgnienie oka zapala diodę D1. Błysk światła jest bardzo krótki, gdyż powstaje ona za sprawą zgromadzonej w kondensatorze energii. Po chwili napięcie na C2 spada do poziomu przy którym bramka Schmitta zmienia stan na niski zatykając tranzystor. Ładowanie kondensatora C12 rozpoczyna się od początku. Czas powtarzania błysków jest dość długi i wynosi ok. 1 min.

Układ działał poprawnie przez kilkanaście minut po czym przestał pracować. Okazało się, że elektrody miedziana i cynkowa pokryły się warstwą nalotu. Po wyczyszczeniu ich układ ponownie podjął pracę.

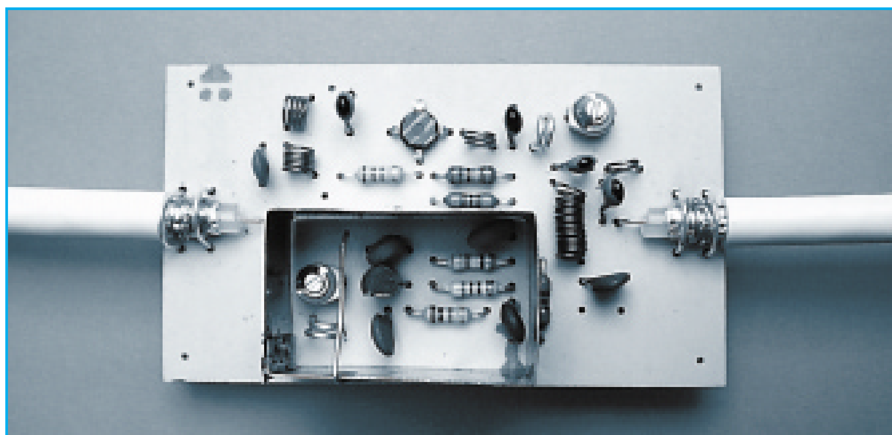


Rys. 1 Schemat układu migacza zasilanego z ogniwa owocowego

◊ Jerzy Tomczyk

Konwerter telewizyjny

Układ umożliwia odbiór kanałów specjalnych, używanych w telewizji kablowej przez starsze odbiorniki telewizyjne. Może służyć także do przeniesienia na zakres UHF (kanały 21÷60) dowolnego kanału z zakresu VHF (kanały 1÷12).



Schemat i działanie konwertera

Na początek dla przypomnienia podam układ kanałów telewizyjnych. Kanały te są rozmieszczone w tzw. pasmach. Istnieje dość duże zróżnicowanie terytorialne dotyczące podziału częstotliwości zakresu VHF jak i organizacji kanałów. Nasi zachodni sąsiedzi kanały zakresu VHF mają zorganizowane wg standardu B. W Polsce obowiązuje standard D według, którego pasma I, II i III obejmują kanały od 1 do 12. Zakres fal zajmowanych przez te kanały nazywany jest metrowym a zakres ich częstotliwości określany jest angielskim skrótem VHF (50÷230 MHz). Dokładnie pasmo I zajmuje częstotliwości od 48,5 do 66 MHz (kanały 1 i 2), pasmo II od 76÷100 MHz (kanały 3, 4 i 5) a III od 174÷230 (kanały 6÷12).

Kanały UHF w Niemczech określone są standardem G a w Polsce standardem K. Różnica polega na innym odstępie między nośnymi wizji i fonii. Odstęp ten w Niemczech wynosi 5,5 MHz a w Polsce jak wiadomo 6,5 MHz. Szerokość kanałów jak i ich układ jest taki sam. Pasma IV i V obejmują kanały od 21 do 69. Jest to zakres fal nazywany decymetrowym a zakres częstotliwości oznaczany skrótem UHF (470÷862 MHz).

Wraz z rozwojem telewizji kablowej wprowadzono dodatkowe kanały wypełniające luki między poszczególnymi pasmami. W tzw. telewizji naziemnej są one niedostępne, ponieważ obejmują częstotliwości przewidziane do innych celów (wojsko, policja, pogotowie itp.).

Podzielone są na dwa pasma: pierwsze nazywane jest pasmem średnim i obejmuje kanały S3÷S10 (118÷174 MHz), Praktycznie wykorzystywane są kanały S3÷S10 ze względu na jednocześnie nadawany w sieciach kablowych sygnał radiowy UKF FM (do 108 MHz). Drugie nazywane jest pasmem super, obejmuje kanały S11÷S20 (230÷300 MHz). Trzecie pasmo hiper jest kontynuacją pasma super. Obejmuje kanały S21÷S41, którym odpowiada zakres częstotliwości od 300 do 470 MHz. Pasmo hiper jest wykorzystywane sporadycznie. Na plus operatorom telewizji kablowych należy poczytać maksymalne wykorzystywanie możliwości tradycyjnych pasm telewizyjnych.

Starsze odbiorniki telewizyjne, których jeszcze trochę znajduje się w eksploatacji posiadają możliwość odbioru jedynie kanałów używanych w telewizji naziemnej. Podłączenie takiego odbiornika do sieci telewizji kablowej ogranicza ilość dostępnych kanałów. Zadaniem proponowanego do wykonania konwertera jest usunięcie tej niedogodności.

Pamiętam czasy, kiedy budowano konwertery przemieszczające kanały z zakresu UHF (21÷60) na zakres VHF. Wynikało to z niedostosowania krajowych odbiorników telewizyjnych do postępu w dziedzinie nadawania po wprowadzeniu drugiego programu telewizyjnego, który w wielu ośrodkach nadawany był już na zakresie UHF. Odbiorniki telewizyjne początkowo umożliwiały odbiór tylko 12 kanałów z zakresu VHF.

Aktualnie większość krajowych ośrodków nadawczych emituje sygnał telewizyjny tylko na zakresie UHF. Istnieją jednak miejsca gdzie dalej używany jest zakres metrowy do nadawania programów telewizyjnych. Takim ośrodkiem jest także Warszawa z nadajnikiem na Pałacu Kultury i Nauki. Obecnie w handlu spotyka się tańsze odbiorniki telewizyjne pozbawione zakresu VHF. Także w tym przypadku konwerter umożliwi przeniesienie sygnału z zakresu VHF do zakresu UHF i odbiór np. I programu TVP w Stolicy.

Konwertery zmieniające zakres częstotliwości sygnału działają na zasadzie przemiany częstotliwości. Podobnie jest i w tym przypadku.

Przemiana częstotliwości w odbiorniku radiowym lub głowicy w.cz. odbiornika telewizyjnego zamienia częstotliwości odbieranych sygnałów na częstotliwość pośrednią. Odbywa się na zasadzie odejmowania częstotliwości sygnału odbieranego od częstotliwości heterodyny w układzie przemiany nazywanym często mieszaczem. Sygnał heterodyny jest sygnałem pomocniczym wytwarzanym w urządzeniu odbiorczym dla uzyskania przemiany. Zmieniając częstotliwość heterodyny uzyskuje się możliwość odbioru sygnałów o różnych częstotliwościach przy stałej częstotliwości pośredniej.

$$F_p = F_h - F_s$$

Odejmowanie częstotliwości sygnału od częstotliwości heterodyny powoduje tzw. inwersję wstęg bocznych. Częstotliwości mniejsze od częstotliwości fali nośnej sygnału wejściowego stają się większymi od nośnej sygnału p.cz. Nie odgrywa to większej roli przy odbiorze radiowym dwuwstęgowym, natomiast jest istotne w telewizji gdzie wstęgi niosą różne informacje i mają różne pasmo. Uwzględnia to charakterystyka wzmacniacza częstotliwości pośredniej wizji odbiornika telewizyjnego. W sygnale telewizyjnym w.cz. (jaki uzyskujemy z anteny) nośna fonii posiada częstotliwość większą od częstotliwości nośnej wizji. W sygnale p.cz. wizji nośna fonii ma częstotliwość mniejszą od nośnej wizji.

W konwerterze nie może wystąpić inwersja wstęg bocznych i dlatego jego działanie oparte jest na sumowaniu częstotliwości. Do częstotliwości sygnału

wejściowego dodaje się częstotliwość heterodyny.

$$F_{UHF} = F_{VHF} - Fh_s$$

Oczywiście można odejmować sygnał heterodyny od częstotliwości sygnału, ale ten zabieg umożliwia zmniejszenie częstotliwości sygnału. To rozwiązanie było wykorzystywane w konwerterach z zakresu UHF na VHF. Zakres UHF sprowadzano do częstotliwości nieużywanego kanału VHF dzięki przestrajaniu heterodyny. Można uznać, że częstotliwość kanału VHF była tzw. pierwszą pośrednią co jest pojęciem z tzw. przemiany podwójnej. Po drugiej przemianie (w głowicy w.cz. odbiornika telewizyjnego) uzyskuje się właściwą częstotliwość pośrednią wizji.

Heterodyna w proponowanym rozwiązaniu wytwarza sygnał o częstotliwości z zakresu 350÷450 MHz (średnio 400 MHz). Nie jest przewidywane jej przestrajanie podczas eksploatacji konwertera. Jedynie podczas regulacji należy wybrać odpowiednią częstotliwość aby przenieść żądane pasmo częstotliwości bez zakłóceń i interferencji. Wybór przeniesionych kanałów odbywa się za pomocą głowicy odbiornika telewizyjnego.

Konwerter składa się z dwóch zasadniczych układów: stopnia przemiany na tranzystorze polowym T1 i heterodyny na tranzystorze T2. W układzie przemiany zastosowano dwubramkowy tranzystor polowy w.cz. typu BF 966. Umożliwiło to zrealizowanie tzw. przemiany iloczynowej. Zastosowanie tranzystora bipolarnego PNP typu BF 324 w heterodynie poprawia właściwości generatora dzięki bezpośredniemu podłączeniu obwodu rezonansowego do masy.

Sygnał wejściowy przez układ dopasowujący C1, L1, L2 i C2 doprowadzany jest do bramki G1 tranzystora T1. Dla składowej stałej bramka ta jest bezpośrednio połączona do masy. Bramka G2 jest polaryzowana napięciem stałym około 1 V z dzielnika R1, R2. Doprowadzane jest do niej napięcie heterodyny za pośrednictwem rezystora R3 i kondensatora C9.

Wejściowy obwód dopasowujący musi być odpowiednio dobrany do zakresu częstotliwości sygnału wejściowego. Przewidziano dwie wersje: pierwsza obejmuje zakres pasma III i kanały specjalne. Druga wersja dotyczy zakresów I i II VHF.

Wyjściem tranzystora przemiany jest dren T1. Uzyskujemy tutaj wiele sygnałów łącznie z pożądanymi przeniesionymi z zakresu VHF na UHF. Oprócz sygnałów pożądanych występują dalej częstotliwości sygnałów VHF, sygnał heterodyny, sygnały różnicowe itp. Cewka L3 i kondensator C3 stanowią wyjściowy układ dopasowujący tranzystora. Dren T1 zasilany jest pełnym napięciem zasilającym (+12 V) przez dławik DŁ1.

Zadaniem obwodu L5, C6 jest stłumienie składowej wyjściowej o częstotliwości heterodyny. Jest to szeregowy obwód rezonansowy dostrajany trymerem C6. Elementy C5, C12 i L6 stanowią filtr górno przepustowy, którego zadaniem jest stłumienie sygnałów wejściowych (VHF). Układ jest przystosowany do sygnałów wyjściowych z zakresu 600÷750 MHz (kanały 37÷65). Wejście jak i wyjście dopasowane są do przewodu koncentrycznego 75 Ω.

Heterodyna jest generatorem w.cz. pracującym w układzie Colpittsa. Tranzystor połączony jest w układzie OB. Baza tranzystora podłączona jest do masy kondensatorem C10. Równoległy obwód rezonansowy L4, C7 włączony jest między kolektor i masę (bazę) tranzystora. Sprzężenie zwrotne zapewnia kondensator C8 tworzący dzielnik napięciowy z pojemnością złącza baza – emiter. Napięcie heterodyny pobierane jest z emitera co zmniejsza wpływ obciążenia na pracę generatora.

Układ zasilany jest napięciem stałym +12 V, np. z typowego zasilacza wzmacniaczy antenowych. Napięcie powinno być stabilizowane. Pobór prądu nie przekracza 15 mA.

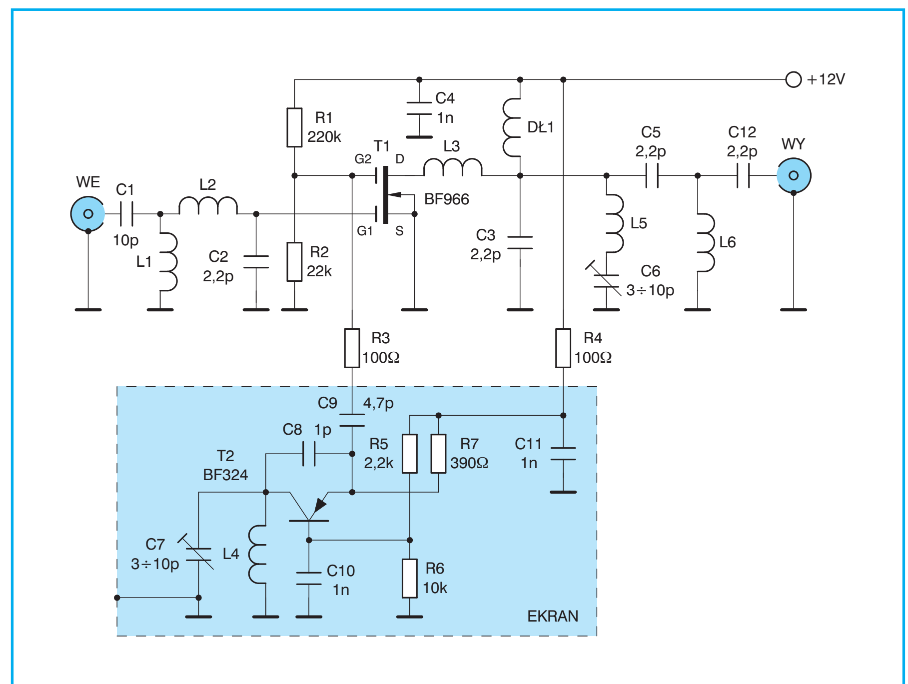
Montaż i uruchomienie

Konwerter można wykonać w dwóch wersjach i dlatego rozpocząć trzeba od wyboru wersji. Wersja podstawowa przewidziana jest do konwersji kanałów specjalnych i pasma III. Wersja na pasmo I i II posiada zmienione następujące elementy: C1, C2, L1 i L2.

Oprócz elementów elektronicznych należy zaopatrzyć się w wiertło lub inny trzpień o średnicy 3 mm, drut nawojowy w emalii o średnicy 0,4÷0,5 mm oraz drut srebrzony o średnicy 0,7÷0,8 mm. Akcesoria te będą potrzebne do wykonania cewek. W wersji podstawowej wszystkie cewki nawiniemy na trzpieniu o średnicy 3 mm. W wersji na pasmo I i II cewki L1 i L2 nawiniemy na trzpieniu o średnicy 5 mm. Wyprowadzenia cewek nie wymagają specjalnego zaginania po nawinięciu. Powinny być odizolowane i pocynowane przed zamontowaniem w płytce.

Cewki do wersji podstawowej (trzpień 3 mm):

L1	– 4,5 zw./DNE 0,45
L2	– 5,5 zw./DNE 0,45
L3	– 2,5 zw./DNE0,45
L4, L5	– 1,5 zw./Dsm 0,8
L6	– 1,5 zw./DNE 0,45
DŁ1	– 15,5 zw./DNE 0,45



Rys. 1 Schemat ideowy konwertera

Cewki i elementy zmienione do wersji na I i II pasmo:

L1 – 7,5 zw./DNE 0,45/ trzpień 5 mm
L2 – 9,5 zw./DNE 0,45/ trzpień 5 mm
C1 – 22 pF/50 V ceramiczny
C2 – 4,7 pF/50 V ceramiczny

Elementy montować jak najbliżej powierzchni płytki, aby do minimum skrócić wyprowadzenia. Tranzystor T1 powinien leżeć na płytce. Oznaczenie tranzystora powinno być niewidoczne (od strony płytki). Wypustem oznaczone jest wyprowadzenie źródła. Tranzystor T2 zamontować na wysokości 3 mm nad powierzchnią płytki. Trymery C6 i C7 zamontować tak aby rotor był podłączony do masy (co ułatwi strojenie). Można to sprawdzić omomierzem.

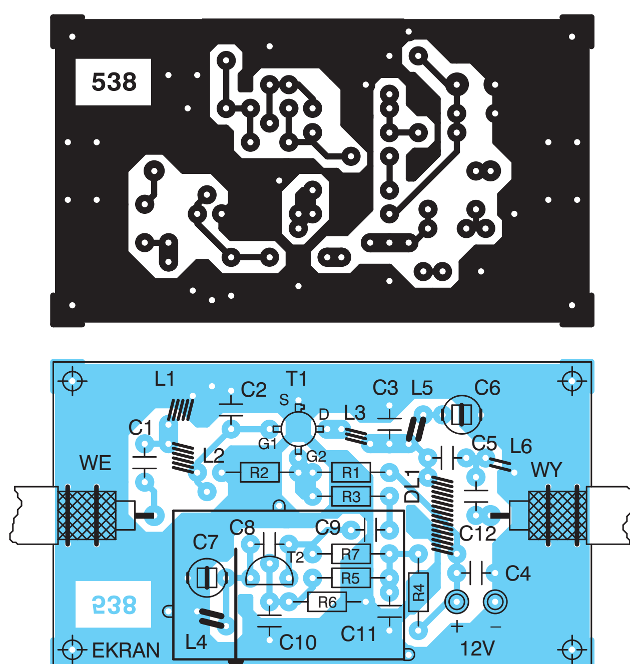
Po zamontowaniu wszystkich elementów pozostaje do wykonania ekran heterodyny. Ekran ten można wykonać z cienkiej blachy miedzianej, mosiężnej lub stalowej ocynowanej o grubości 0,35 mm. Do wykonania ekranu o wymiarach 30×20 mm przygotować pasek z blachy o szerokości około 15 mm i długości 105 mm. Po ukształtowaniu ekranu zalutować powstałą zakładkę. Ekran przylutować w trzech miejscach do płytki wykorzystując obcięte wyprowadzenia elementów. Do ścianki ekranu przylutować odcinek przewodu (obcięte wyprowadzenie) o długości około 20 mm i zagiąć do środka ekranu zgodnie z rysunkiem montażowym (rys. 2).

Do uruchomienia i regulacji potrzebny będzie zasilacz stabilizowany +12 V, multimetr, odbiornik telewizyjny i sygnał z anteny lub telewizji kablowej. Po sprawdzeniu poprawności montażu podłączyć zasilanie i sprawdzić prawidłowość napięć. Napięcie na drenie T1 powinno wynosić 12 V. Na bramce G2 napięcie powinno wynosić 1 V. Napięcia na tranzystorze T2 proponuję mierzyć względem +12 V. Napięcie na emiterze powinno wynosić około –1,5 V, a na bazie około –2 V.

Do wejścia podłączyć przewód koncentryczny zakończony gniazdem a do wyjścia przewód zakończony wtykiem telewizyjnym. Wyjąć wtyk anteny z odbiornika telewizyjnego i podłączyć do wejścia konwertera. Wtyk wyjścia konwertera podłączyć do gniazdka antenowego odbiornika. Po włączeniu zasilania powinien pokazać się obraz na kanale VHF (normalnie odbieranym) lub UHF. Wybrać wolny kanał w okolicy 600 MHz (37 lub 38). Strojąc kondensatorem C7 uzyskać obraz kanału o częstotliwości zbliżonej do 200 MHz. Dokładne dostrojenie uzyskać przez uginanie drucika przylutowanego do ekranu. Regulując kondensatorem C6 zmniejszyć ewentualną siatkę w.cz. (tzw. morę) pochodzącą od sygnału heterodyny. Następnie sprawdzić odbiór pozostałych kanałów specjalnych.

Ponieważ konwerter jest urządzeniem szerokopasmowym należy się liczyć z ewentualnymi zakłóceniami obrazu na niektórych kanałach. Niezbędne może okazać się poeksperymentowanie i dobranie odpowiedniej częstotliwości heterodyny dla uzyskania jak najlepszych efektów. Przy słabym sygnale z anteny może okazać się konieczne zastosowanie wzmacniacza antenowego dla zmniejszenia szumów (śniegu na obrazie).

Konwerter można umieścić w obudowie z tworzywa. Zasilacz powinien być oddzielony dla uniknięcia możliwości porażenia prądem. W ostateczności odbierane normalnie sygnały można przepuścić przez konwerter. Wiązać się to będzie z pogorszeniem ich jakości. Proponuję zastosować odpowiednie sumatory lub zwrotnice, a nawet przełączanie sygnałów.



Rys. 2 Widok płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Wykaz elementów

Półprzewodniki	
T1	**– BF 966 (BF 960)**
T2	**– BF 324 (BF 414)**
Rezystory	
R3, R4	**– 100 Ω/0,125 W**
R7	**– 390 Ω/0,125 W**
R5	**– 2,2 kΩ/0,125 W**
R6	**– 10 kΩ/0,125 W**
R2	**– 22 kΩ/0,125 W**
R1	**– 220 kΩ/0,125 W**
Kondensatory	
C8	**– 1 pF/50 V ceramiczny**
C2, C3, C5, C12	**– 2,2 pF/50 V ceramiczny**
C9	**– 4,7 pF/50 V ceramiczny**
C1	**– 10 pF/50 V ceramiczny**
C4, C10, C11	**– 1 nF/50 V ceramiczny**
C6, C7	**– 3÷10 pF trymer ceramiczny**
Inne	
L1÷L6	**– patrz opis**
gniazdo i wtyk antenowy	
płytka drukowana numer 538	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.
Cena: płytka numer 538 – 2,70 zł
+ koszty wysyłki.

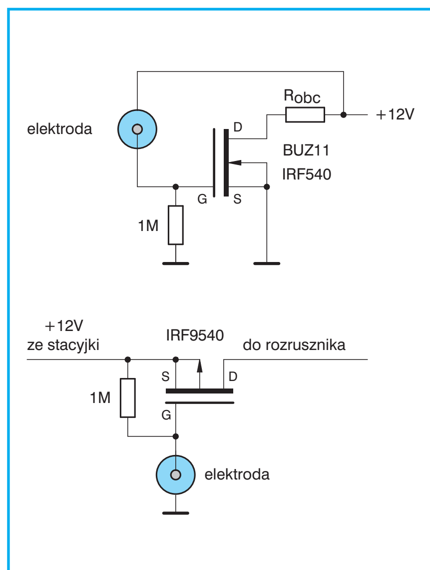
◊ **R.K.**

Pomysły układowe włącznik sensorowy dużej mocy

Pamiętam gdy kilkadziesiąt lat temu w sprzęcie RTV pojawiły się przełączniki sensorowe. Jak każda nowość wzbudziły one duże zainteresowanie wszystkich. którzy gustują w nowościach a takich nie brakuje. Zbudowano od razu wielki gmach teorii która tłumaczyła wyższość przełączników sensorowych nad przełącznikami mechanicznymi, coś na kształt wyższości świąt Wielkiej Nocy nad świętami Bożego Narodzenia. Ludzie nie obeznani z elektroniką twierdzili, że są to przełączniki mechaniczne, tak czułe, że wystarczy niewyczuwalny wręcz nacisk aby zmienić pozycję przełącznika. W instrukcjach obsługi urządzeń wyposażonych w sensory przestrzegano osoby z rozrusznikami serca o szkodliwym wpływie przełączników sensorowych.

Kłopoty z tym wynalazkiem zaczęły się w chwili, gdy małe dzieci rysujące wszystko co tylko da się porysować ruszyły uzbrojone w ołówek na sensory. Popisany grafitem, czyli materiałem przewodzącym prąd elektryczny sensor, nie dawał się wyłączyć. Wymagało to dokładnego i bardzo pracochłonnego czyszczenia przerwy pomiędzy polami kontaktowymi. Z czasem wynalazek ten poszedł do lamusa, ustępując pola mikrołącznikom.

Niedawno zupełnie przypadkowo odkryłem gotowy przełącznik sensorowy. Budując kondensatorową przetwornicę +12 V/–12 V (PE 4/2000), zauważyłem, że układ raz działa poprawnie, a za chwilę przestaje pracować. Dotknięcie palcem płytki drukowanej powodowało wznowienie pracy. Otóż co się okazało. Bramka jednego z tranzystorów MOSFET miała zimny lut i związany z tym brak dobrego kontaktu elektrycznego. Dotykając palcem nóżki i pola lutowniczego doprowadziłem do przepływu prądu sterującego. Wtedy wpadł mi do głowy prosty pomysł aby spróbować włączać przy pomocy palca, a precyzyjniej mówiąc rezystancji naskórka, tranzystor MOSFET. Okazało się to możliwe. Rezystancja naskórka w zależności od warunków zawiera się w przedziale od kilku do kilkudziesięciu kiloomów. Taka wartość w zupełności wystarczy aby włączyć tranzystor MOSFET.

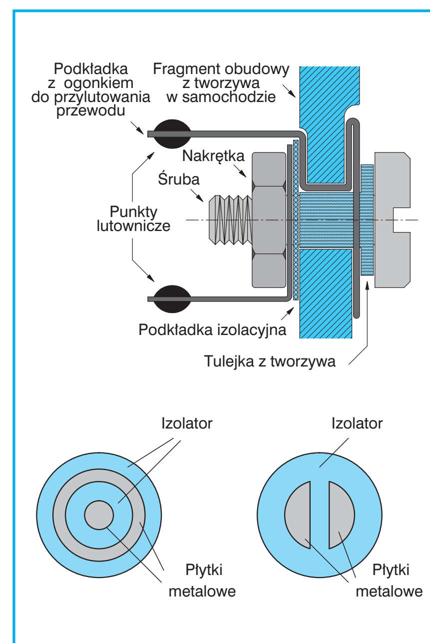


Rys. 1 Schemat włączników sensorowych z tranzystorami MOSFET

Schemat dwóch rodzajów włączników sensorowych z wykorzystaniem tego pomysłu przedstawiono na rysunku 1. Pierwszy układ umożliwia włączenie odbiornika prądu po stronie masy. W normalnym stanie bramka G tranzystora zwarta jest do masy przez rezystor o wartości 1 MΩ co sprawia, że tranzystor nie przewodzi prądu. Po dotknięciu palcem elektrod tworzy się dzielnik napięciowy którego górny rezystor powstał z rezystancji naskórka, a dolny stanowi rezystor 1 MΩ. Napięcie na takim dzielniku jest zbliżone do napięcia zasilania, z uwagi na małą rezystancję palca. Powoduje to włączenie się tranzystora. W układzie tym wykorzystano tranzystor z kanałem n.

W drugim rozwiązaniu wykorzystano tranzystor z kanałem p, co umożliwia włączanie odbiorników prądu przez podanie plusa napięcia zasilania. Podobnie jak poprzednio w stanie spoczynku napięcie bramka-źródło wynosi 0 V, co zapewnia rezystor 1 MΩ. Dotknięcie palcem elektrod sprowadza bramkę do potencjału bliskiego potencjałowi masy, włączając tym samym tranzystor.

Oba rozwiązania tworzą włączniki monostabilne, czyli takie które są włączone tylko podczas trzymania palca na elektrodach. Zdjęcie palca powoduje „rozwarcie styków”. Czas przełączania się tranzystora ze stanu zatkania do stanu przewodzenia w tym układzie rzędu dziesiątek mikrosekund. Dla pojedynczych przełączeń nie stanowi to jednak żadnego problemu.



Rys. 2 Sposób wykonania pola sensorowego i kształty pól fabrycznych

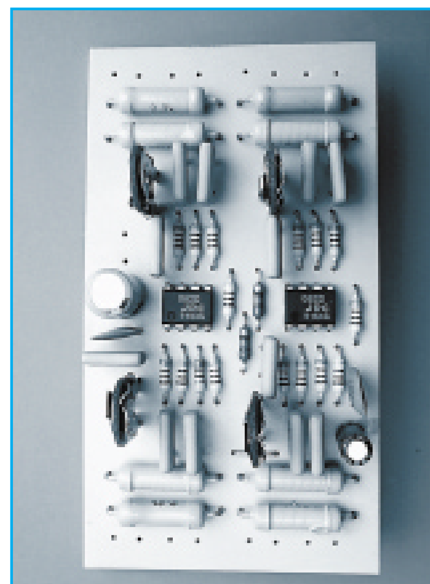
Niektórzy zapewne będą obawiać się o ładunki elektrostatyczne mogące uszkodzić bramkę tranzystora. Podczas przeprowadzania prób żaden z tranzystorów nie „padł”. Można zastosować zabezpieczenie polegające na szeregowym umieszczeniu rezystora rzędu 10 kΩ pomiędzy bramką a punktem połączenia elektrody sensorowej z rezystorem 1 MΩ. Dodatkowy rezystor wraz z pojemnością wejściową tranzystora MOSFET utworzy układ całkujący zmniejszający napięcie elektrostatyczne doprowadzane do bramki.

Tego typu układy można zastosować w różnego rodzaju zabezpieczeniach samochodowych typu „magiczna śrubka”, w których dotknięcie metalowej części powoduje włączenie np. rozrusznika. Bez złapania za śrubkę rozrusznik jest „martwy” mimo przekręcenia kluczyka.

Jako elektrody można wykorzystać pola sensorowe wymontowane ze starego sprzętu RTV, lub nawet kupione za grosze w sklepie posiadającym stare podzespoły. Można też pokusić się o wykonanie pola sensorowego we własnym zakresie co przedstawiono na rysunku 2. Co ciekawe za dotknięciem palca można włączyć przepływ prądu nawet kilkudziesięciu amperów.

◊ ***Jerzy Rogulski***

Podłączenie dodatkowego wzmacniacza mocy do radioodtwarzacza samochodowego



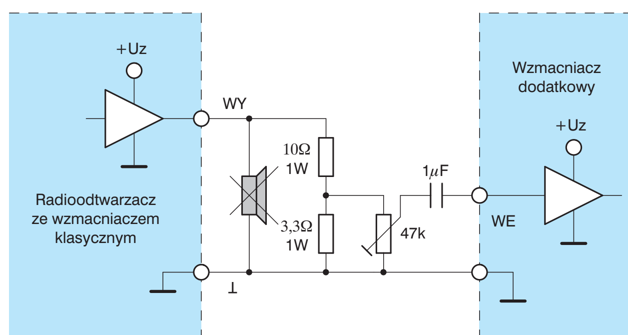
Jednym z ważnych atrybutów nowoczesnego samochodu jest zestaw akustyczny. Ta zbyt może szumna nazwa odnosi się z reguły do radioodtwarzacza, choć coraz częściej posiada on odtwarzacz płyt kompaktowych a nawet zmieniacz na sześć lub dziesięć płyt. Zwłaszcza zestawy umożliwiające słuchania muzyki z płyt CD wymagają dobrych wzmacniaczy mocy. Artykuł przedstawia sposoby podłączenia dodatkowego wzmacniacza mocy, co w niektórych przypadkach wcale nie jest takie proste i oczywiste.

Poziom natężenia dźwięku w samochodzie powinien być dość duży z uwagi na hałas jaki występuje w pojeździe. W ruchu miejskim odgłosy pochodzące z samochodu są raczej na niskim poziomie, dominują tu różne dźwięki dobiegające z innych pojazdów. Z kolei na trasie poza miastem, kiedy rozwija się większe prędkości, dominuje hałas pochodzący od silnika, toczących się kół, czy też opływającego samochód powietrza. W nowoczesnych i droższych samochodach poziom natężenia hałasu przekracza z reguły wartość 60÷70 dB. W małych, miejskich samochodach sytuacja jest jeszcze gorsza. Dla porównania w mieszkaniu można oczekiwać poziomu natężenia hałasu, lub innych niepożądanych dźwięków rzędu 20÷30 dB. Różnica poziomu tła akustycznego wymaga zatem stosowania wzmacniaczy o odpowiednio dużych mocach wyjściowych. Wydawać się może, że sam hałas w samochodzie jest wystarczająco duży i głośne słuchanie muzyki sprawi, że kierowca i pasażerowie będą „przytłoczeni" różnego rodzaju dźwiękami. Nie jest to prawdą, gdyż narząd słuchu posiada adaptacyjny mechanizm przesuwania progu czułości. W absolutnej ciszy nasz słuch znacznie zwiększa swoją czułość, dzięki czemu możemy słyszeć bardzo ciche dźwięki. Przy dużym poziomie natężenia dźwięków tzw. tła akustycznego czułość słuchu znacznie obniża się. Dla odbierania wrażeń słuchowych istotna jest różnica poziomów natężenia tła akustycznego i dźwięków pożądanych. Takie działanie słuchu można zauważyć właśnie w samochodzie. Jadąc z prędkością 120 km/godz. ustawmy sobie głośność radia na taką, aby dobrze było słychać audycje słowną (np. wiadomości). Po chwili zwolnijmy do 60 km/godz. a okaże się, że radio gra za głośno.

Warto jeszcze dodać, że zbyt głośna muzyka przeszkadza kierowcy, dekncentrując go, co w bezpośredni sposób wpływa na bezpieczeństwo jazdy. Ponadto nie słyszy on wtedy dźwięków dobiegających z zewnątrz np. sygnałów karetki pogotowia, klaksonów innych użytkowników drogi itp. Zatem tak jak wszędzie w samochodzie nie wolno przesadzać z głośnością muzyki.

Odwrotna sytuacja także może być niebezpieczna. Zbyt cicha w stosunku do tła akustycznego głośność audycji radiowej np. wiadomości spowoduje, że kierowca dużą część swojej uwagi skupi na rozszyfrowywaniu maskowanych hałasem słów wypowiadanych przez prezentera. Takie przesunięcie uwagi z obserwacji sytuacji na drodze w kierunku analizy dźwięków może doprowadzić do poważnego wypadku drogowego. Nasza uwaga jest w pewnym stopniu podzielna, ale większa jej część powinna przypadać na prowadzenie samochodu.

Moc wzmacniaczy samochodowych ograniczona jest w sposób naturalny napięciem zasilania, które praktycznie nie przekracza 14,3 V. Przy takim zasilaniu najwyższa moc wyjściowa w układzie klasycznego wzmacniacza mocy może wynieść 7,5 W/4 Ω. Moc wynika z maksymalnej amplitudy, która wynosi dla jednej połówki trochę mniej niż połowa napięcia zasilania. To trochę mniej niż połowa zasilania wynika z napięcia nasycenia tranzystorów końcowych. Nieco lepiej sprawa wygląda w przypadku wzmacniaczy mostkowych gdzie możliwa do osiągnięcia moc wynosi 16 W/4 Ω. Na tym kończą się proste możliwości układowe. Układy mostkowe można spotkać dziś w większości radioodtwarzaczy samochodowych. Na-



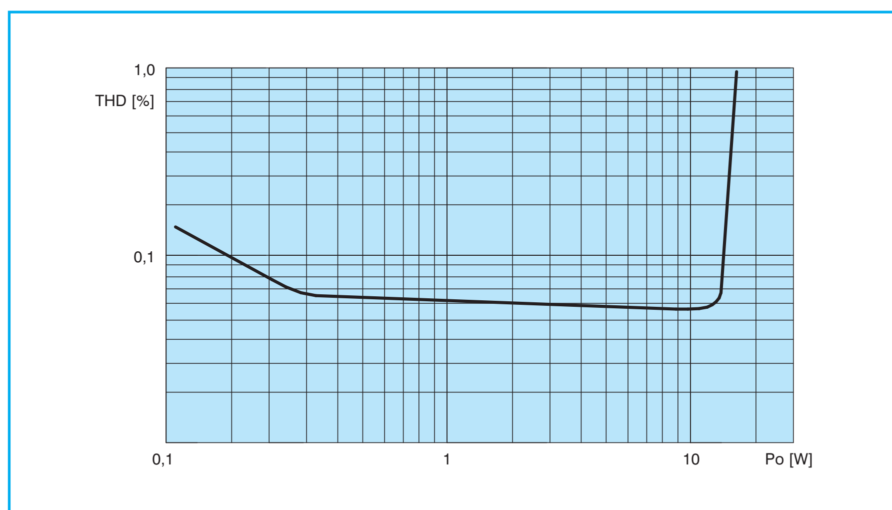
Rys. 1 Podłączenie dodatkowego wzmacniacza mocy do wyjścia radioodtwarzacza ze wzmacniaczem w układzie klasycznym

wet moc 4×16 W nie zapewnia dobrych warunków odsłuchu. Nie mam tu na myśli tak głośnego słuchania muzyki, że aż „dach trzeszczy i podłoga ugina się”. Dla prawidłowego i czystego odtwarzania moc wyjściowa powinna być jednak znacznie większa (rzędu 40 W). Przy średniej mocy wyjściowej wymagana moc szczytowa jest znacznie wyższa. Dla przykładu przy średniej mocy wyjściowej 4 W dla muzyki rockowej moc szczytowa jest ponad dziesięć razy większa, czyli wynosi ok. 40 W.

Podane wyżej czynniki sprawiają, że wielu melomanów decyduje się na montowanie dodatkowych wzmacniaczy mocy. Możliwe są dwa rozwiązania. Pierwsze polega na zastosowaniu przetwornicy podwyższającej napięcie zasilające wzmacniacz mocy (patrz PE 10/99 i PE 4/00) a drugie na zastosowaniu układów mocy zintegrowanych z przetwornicą kondensatorową (patrz PE 4/99).

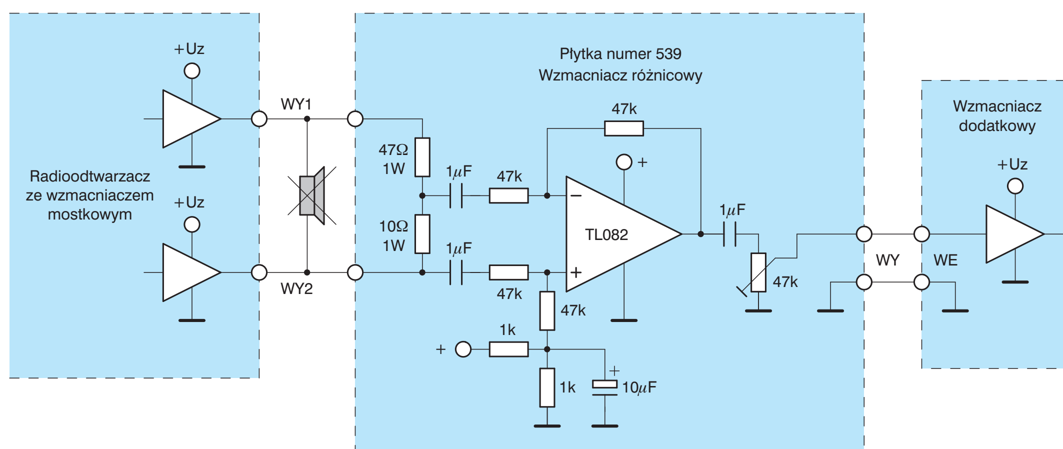
Niezależnie które rozwiązanie wybierze się konieczne jest podłączenie wzmacniacza mocy do radioodtwarzacza. Niestety radioodtwarzacze rzadko posiadają specjalne wyjścia przeznaczone do podłączania zewnętrznych wzmacniaczy mocy. Skazani jesteśmy zatem na korzystanie z wyjść głośnikowych na których amplituda sygnału ma dość dużą wartość. Niewątpliwą zaletą korzystania z wyjść głośnikowych jest możliwość regulacji głośności przy pomocy potencjometru, lub przycisków w radioodtwarzaczu.

W radioodtwarzaczach wyposażonych w zwykły wzmacniacz podłączenie dodatkowego układu nie sprawia większego problemu, gdyż sygnał wyjściowy jest odniesiony do masy (głośnik lub kolumna podłączone są pomiędzy wyjście wzmacniacza i masę). Układ takiego podłączenia przedstawiono na rysunku 1. Dzielnik napięciowy na wyjściu radioodtwarzacza ma dwa podstawowe zadania. Pierwsze to zmniejszenie amplitudy sygnału wyjściowego do poziomu niezbędnego dla dodatkowego wzmacniacza mocy. Drugim zadaniem jest wprowadzenie obciążenia wzmacniacza mocy w radioodtwarzaczu. Jako obciążenie zastosowano tu rezystory o łącznej rezystancji rzędu 15 Ω. Zastosowanie rezystorów o większej rezystancji spowoduje zmniejszenie prądu wyjściowego, a tym samym mocy wyjściowej wzmacniacza i wzrost zniekształceń nieliniowych. Wartości rezystorów użytych w dzielniku nie są krytyczne i zakres ich wartości jest dość duży.



Rys. 2 Typowy przebieg zniekształceń nieliniowych w funkcji mocy wyjściowej wzmacniacza

Typowy przebieg zniekształceń w funkcji mocy wyjściowej przedstawiono na rysunku 2. Widać na nim wyraźnie, że przy najmniejszych mocach wyjściowych (poniżej 10% mocy nominalnej) zniekształcenia nieliniowe znacząco rosną. Za zwiększanie się zniekształceń przy małych mocach odpowiedzialne są nieliniowości charakterystyk tranzystorów w pobliżu napięć odcięcia. Efekt ten jest częściowo eliminowany przez prąd spoczynkowy stopnia końcowego. Wzrost zniekształceń przy mocy maksymalnej związany jest z nasycaniem się stopnia końcowego, na skutek zbliżania się amplitudy przebiegu wyjściowego do napięcia zasilania. Dokładne dobranie poziomu tłumienia zapewnia potencjometr montażowy, który często umieszczony jest na wejściu dodatkowego wzmacniacza mocy. Rezystory R1 i R2 powinny mieć moc rzędu co najmniej



Rys. 3 Podłączenie wzmacniacza różnicowego do wyjścia mostkowego wzmacniacza mocy radioodtwarzacza

0,5 W. W miejsce dzielnika można także zastosować jeden rezystor o mocy 1÷2 W i potencjometr.

W przypadku wzmacniacza mostkowego sprawa nieco się komplikuje. Przy takim rozwiązaniu żadne z wyjść głośnikowych nie znajduje się na potencjale masy. Wyjścia podłączone są do wyjść dwóch współpracujących ze sobą wzmacniaczy. Próba zwarcia jednego wyjścia do masy spowoduje zadziałanie zabezpieczenia przeciwzwarciowego, a w niekorzystnym przypadku uszkodzenie wzmacniacza mocy. Pobranie sygnału z jednego wyjścia także nie prowadzi do niczego dobrego, gdyż przebieg pomiędzy dowolnym wyjściem a masą będzie zniekształcony.

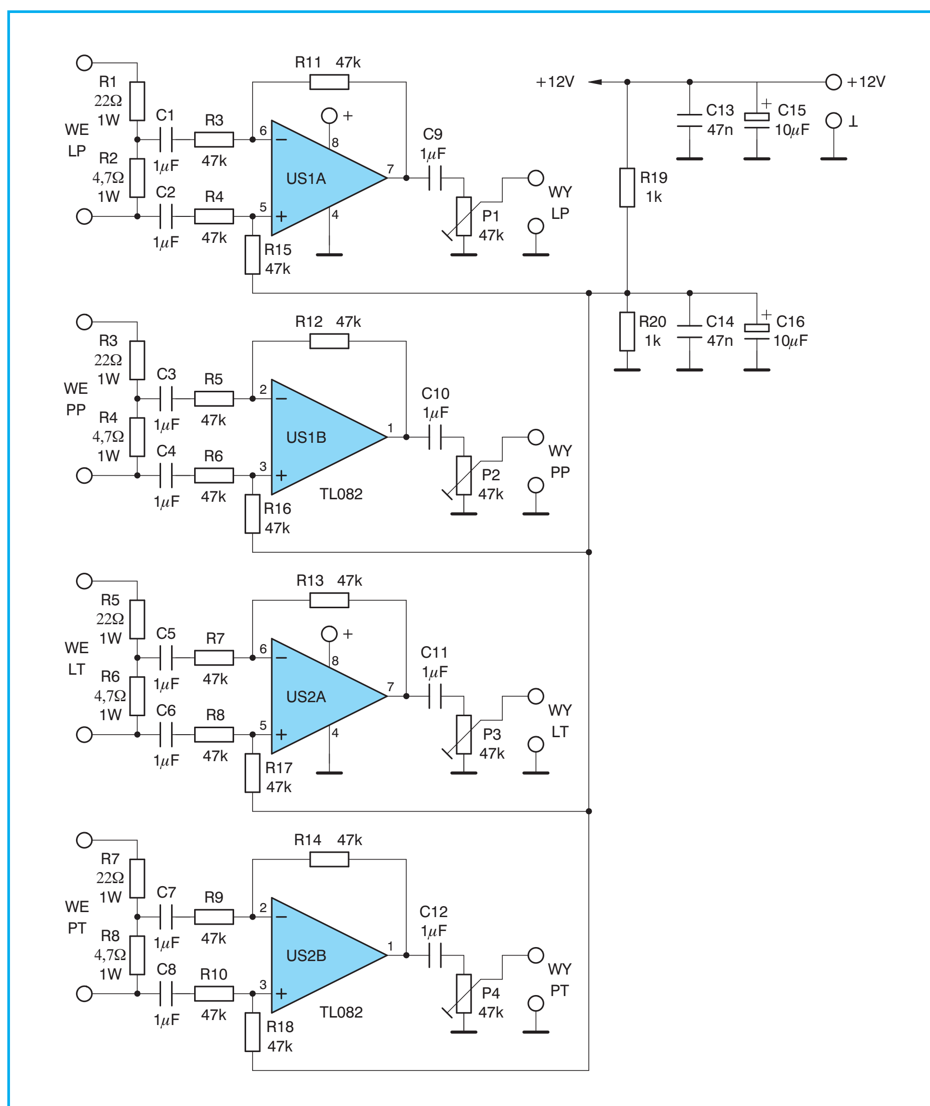
Do prawidłowego podłączenia dodatkowego wzmacniacza mocy konieczny jest pośredniczący wzmacniacz różnicowy, którego schemat podłączenia zamieszczono na rysunku 3. Układ ten reaguje na różnicę napięć pojawiającą się na rezystorach R1 i R2 symulujących obciążenie i odnosi ją do poziomu masy. Na wstępie należy podkreślić, że w tym rozwiązaniu konieczne jest zastosowanie dzielnika R1 i R2, który obniża poziom sygnału, tak aby nie doprowadzić do przesterowania wzmacniacza różnicowego, niw wolno go zastępować pojedynczym rezystorem symulującym obciążenie.

Większość nowoczesnych radioodtwarzaczy wyposażonych jest w cztery wyjścia głośnikowe, przeznaczone do podłączenia dwóch głośników (kolumn głośnikowych) kanałów przednich i dwóch w kanałach tylnych. Dlatego też układ, którego schemat przedstawiono na rysunku 4 posiada cztery identyczne wzmacniacze różnicowe. Każdy z nich wyposażono w dzielnik rezystancyjny zmniejszający wartość amplitudy sygnału doprowadzanego do wejścia wzmacniacza operacyjnego. Wartości rezystorów dzielnika nie są krytyczne. Stopień podziału powinien jednak wynosić co najmniej 4, a wypadkowa, sumaryczna rezystancja nie powinna przekraczać 30 Ω. Moc rezystorów musi wynosić co najmniej 1 W. Rezystory mocy R1÷R8 powinno się montować ok. 5 mm nad powierzchnią płytki drukowanej, aby poprawić odprowadzanie ciepła.

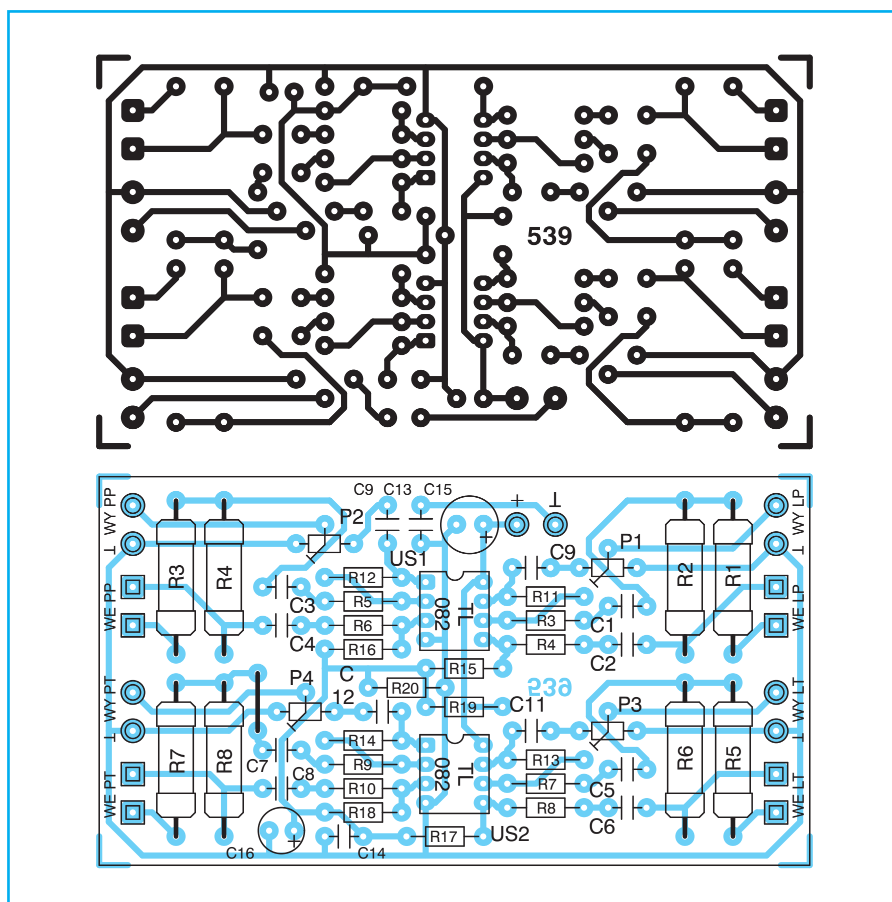
Wzmacniacz różnicowy posiada wzmocnienie równe 1 V/V, które jest określone stosunkiem rezystorów R11/R3 i R4/R15. Z uwagi na pojedyncze napięcie zasilania układ wymaga wstępnej polaryzacji, zapewnionej przez dzielnik napięcia R19 i R20. Dzielnik ten jest wspólny dla wszystkich czterech wzmacniaczy różnicowych. Kondensatory C14 i C16 blokują składową zmienną sygnału. Bystrzy Czytelnicy stwierdzą zapewne, że do polaryzacji wzmacniacza wejściowego można było wykorzystać napięcie wyjściowe mostkowego wzmacniacza mocy wynoszące połowę napięcia zasilania. Wtedy można pominąć kondensatory C1 i C2. Rozwiązanie takie, choć możliwe nie jest jednak stosowane. We wzmacniaczach akustycznych unika się bowiem wprowadzania zbyt długich łańcuchów stałoprądowych.

Na wyjściu układu zastosowano potencjometry montażowe umożliwiające dopasowanie amplitudy sygnału do czułości dodatkowego wzmacniacza mocy.

Zasilanie układu wzmacniaczy różnicowych można pobrać z wyjścia radioodtwarzacza, na którym pojawia się napięcie po włączeniu. Jest to wyjście przeznaczone do sterowania wysuwaną anteną. Wyjście to może także sterować przekaźnikiem włączającym zasilanie dodatkowego wzmacniacza mocy. Nie wolno natomiast podłączać zasilania dodatkowego wzmacniacza bezpośrednio do wyjścia w radioodtwarzaczu, gdyż maksymalny prąd tego wyjścia jest stosunkowo mały. Wskazane jest stosowanie przekaźnika samochodowego o maksymalnym prądzie styków 30 A. Ponadto przekaźniki samochodowe przewidziane są do pracy przy zmieniającym się w szerokim zakresie napięciu zasilania, wszak w instalacji samochodowej może występować 14 V jak i 8 V. Należy także pamiętać o odpowiednio dużym przekroju



Rys. 4 Schemat układu do podłączenia dodatkowego wzmacniacza mocy



Rys. 5 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

przewodów doprowadzających zasilanie do dodatkowego wzmacniacza mocy, wszak pobiera on prąd rzędu 15÷20 A.

Wykaz elementów	
Półprzewodniki	
US1, US2	– TL 082 (LM 358)
Rezystory	
R2, R4, R6, R8	– 4,7 Ω/1 W
R1, R3, R5, R7	– 22 Ω/1 W
R19, R20	– 1 kΩ/0,125 W
R3÷R18	– 47 kΩ/0,125 W
P1÷P4	– 47 kΩ TVP 1232
Kondensatory	
C13, C14	– 47 nF/50 V ceramiczny
C1÷C12	– 1 μF/50 V MKSE-20
C15, C16	– 10 μF/25 V
Inne	
płytka drukowana numer 539	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 539 – 4,80 zł + koszty wysyłki.

◊ Bogdan Milewski

Szanowny Panie Redaktorze,

Z radością powitałem Wasz pomysł wydania płyty CD Praktycznego Elektronika z poprzednimi rocznikami i programami, które mają pomóc w realizacji Waszych pomysłów. Więc z niecierpliwością czekałem na jej nadejście i nie rozczarowałem się, z jednym wyjątkiem, ale dla mnie ważnym.

Nie wiem czy to jest wina płyty i czy mam takiego pecha że trafiłem na jakąś wybrakowaną, w każdym razie z mojej płyty artykuły i schematy wyświetlane na monitorze są nieostre i połączenia pomiędzy poszczególnymi elementami są czasem niewidoczne. Pozwoliłem sobie na wet w tej sprawie do Was zadzwonić i otrzymałem radę, że być może jest to wina mojego monitora i najlepiej by było sprawdzić jak wygląda wydruk tego artykułu lub schematu. Ja poszedłem dalej i sprawdziłem tę płytę na innych komputerach bardziej nowoczesnych od mojego, ale rezultat był ten sam, wszędzie te nieostrości i niedociągnięcia linii.

Postanowiłem więc skorzystać z udzielonej mi rady i wydrukować parę wybranych artykułów i schematów dla sprawdzenia w czym rzecz. Mam drukarkę Canon-250 i uważam ją za jedną z lepszych, wprawdzie nie jest za bardzo szybka ale jak na moje potrzeby zupełnie wystarczająca. Wyniki okazały się bardziej satysfakcjonujące, ale dotyczyło to artykułów. Jeśli chodzi o schematy, to nadal występują niedorysowania linii, a poza tym sam Pan przyzna Redaktorze, że to dość kosztowny sposób na korzystanie z tej płyty, dlatego przesyłam z gorącą prośbą o weryfikację tę płytę i dołączam wydruki z niej zrobione. Jeśli zeskanowane na tej płycie artykuły i schematy na innych płytach wyglądają podobnie to proszę ją odesłać na mój koszt.

Przesyłam wyrazy szacunku

Jacek Bartz.
Kraków
2000-06-05

Cieszymy się bardzo, że nasza płyta CD-PE1 podoba się Czytelnikom. Jak zauważył Pan Jacek jakość schematów zawartych na płycie nie jest taka jak dokumentów tworzonych w edytorach tekstu, czy programach graficznych. Niestety starsze numery Praktycznego Elektronika były składane komputerowo przy pomocy programu, który nie jest kompatybilny z obecnie stosowanymi programami DTP. Cały zamieszczony na płycie materiał jest zeskanowany z wydrukowanych numerów. Pociąga to za sobą pewna utratę jakości. Mimo tego wszystkie rysunki i schematy są czytelne. Dotyczy to także tekstu. Nawet przetwarzając pliki z postaci elektronicznej do formatu pdf zachodzi utrata jakości. Jako ciekawostkę możemy podać fakt, że jeden numer Praktycznego Elektronika przygotowany do druku w jakości takiej jaką możecie oglądać na oryginalnym egzemplarzu pisma nie mieści się na jednej płycie CD-ROM.

◊ Redakcja

Pierwsza płyta CD-PE1 Praktycznego Elektronika

Pierwsza płyta CD-PE1 Wydawnictwa ARTKELE zawierająca ponad 2000 stron z 65 archiwalnych numerów PE z lat 1992÷1997 zapisanych w formacie Portable Document File (PDF). Tego jeszcze nie było !!!

Olbrzymie kompendium wiedzy w zakresie praktycznych zastosowań elektroniki. Opisy, aplikacje, urządzenia, nietypowe rozwiązania, jeden styl.

Na płycie CD-ROM znajduje się również baza artykułów PE (w formacie html) oraz wiele programów i narzędzi użytecznych w pracowni elektronika.

Oto jakie min. programy znajdziecie na płycie CD-PE:

– Protel 99 Second Edition (nowość !!!)
– Protel Manuals
– Protel 99
– Protel 99 Service Pack 1
– Protel Power Tool Pack 99
– PSpice ver. 8.0
– EDWin ver. 1.6
– LabWindows®/CVI™
– LabWindows Manuals
– Topanga SchematicMaker
– PADS ver. 4.09
– WinLog ver. 1.0
– CircuitMaker ver. 2.5
– WinDraft Schematic Capture
– WinBoard PCB Layout
– TinyCAD
– PCB Developer's Individual Assistant
– FaiSyn Automatic Filter Synthesizer ver. 2.2
– AIM-Spice
– ISISch
– AresPCB
– EMCFiltr
– Qcad
– Scooter-PCB
– Oscilloscope for Windows ver. 2.51
– Easytrax 2.06
– AT90S (AVR) Family Assembler and Simulator ver. 1.21
– AVR Studio version 1.45
– Microchip MPLAB ver. 4.00
– CCS PIC C compiler
– Internet Explorer 5.0 PL
– Adobe Acrobat 4.0

oraz wiele, wiele innych

Wszystkie programy w wersjach: freeware, shareware, trial, eval lub demo.

Płyty można zamawiać na kartach pocztowych, faksem lub e-mailem. Cena płyty CD-PE jest równa 30 zł + koszty wysyłki.

Chcąc obniżyć koszty zakupu płyty o 10% należy zamówienie składać na kuponie prenumeraty wpłacając na konto Wydawnictwa ARTKELE kwotę 34,00 zł (kwota ta pokrywa koszt płyty i wysyłki). Na kuponie należy w tym przypadku postawić krzyżyk w kratce z napisem CD-PE1. Równocześnie na tym samym kuponie można zamówić prenumeratę na kolejne kwartały roku 2000. Nie przyjmujemy już zamówień prenumeraty na pierwszy kwartał br.



Odcinek dla poczty

zł...................... gr........................

.... groszy
słownie złotych jak wyżej

....
imię i nazwisko (firma)

....
ulica / numer domu

☐☐-☐☐☐
kod pocztowy

....
miejscowość (poczta)

na rachunek:

A R T K E L E
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra

WBK S.A. II O/Zielona Góra
10901636-102847-128-0100-01

Datownik

Pobrano opłatę
zł.......... gr............

....
podpis przyjmującego

Odcinek dla posiadacza rachunku

zł...................... gr........................

.... groszy
słownie złotych jak wyżej

....
imię i nazwisko (firma)

....
ulica / numer domu

☐☐-☐☐☐
kod pocztowy

....
miejscowość (poczta)

na rachunek:

A R T K E L E
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra

WBK S.A. II O/Zielona Góra
10901636-102847-128-0100-01

Datownik

Pobrano opłatę
zł.......... gr............

....
podpis przyjmującego

Odcinek dla wpłacającego

zł...................... gr........................

.... groszy
słownie złotych jak wyżej

....
imię i nazwisko (firma)

....
ulica / numer domu

☐☐-☐☐☐
kod pocztowy

....
miejscowość (poczta)

na rachunek:

A R T K E L E
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra

WBK S.A. II O/Zielona Góra
10901636-102847-128-0100-01

Datownik

Pobrano opłatę
zł.......... gr............

....
podpis przyjmującego

Imię
Nazwisko
ul./os.
Ulica (miejscowość, wieś)
Numer domu / posesji
Kod pocztowy
Poczta (miejscowość)
Wszystkie dane personalne wpisać literami drukowanymi

Wytnij i naklej na kartę pocztową (wysyłka karty pocztowej kosztuje mniej niż wysyłka listu, a nam ułatwia pracę).

Płytki

Numer		Ilość
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	
	szt.	

Czasopisma

Numer/rocznik		Ilość
/	szt.	
/	szt.	
/	szt.	
/	szt.	
/	szt.	
/	szt.	

Kserokopie

Numer płytki

W przypadku zamawiania kserokopii artykułów prosimy o podanie numeru płytki drukowanej zamieszczonej w tym artykule. Jeżeli w artykule występują dwie płytki należy podać tylko numer jednej z nich.
W rubryce UWAGI można wpisywać:
- nazwy programów, zamawianych układów,
- oznaczenia obudów, folii, zestawów itp.

Uwagi: ....

Wykaz dostępnych numerów archiwalnych:

3/1992, 8,11,12/95, 3,4,6,8÷10,12/1996, 1÷4,7,9÷11/1997, 2,4,5/1998 (wszystkie w cenie 3,00 zł),

2÷6,8/1999 (wszystkie w cenie 3,60 zł)

9,11,12/1999, 1÷4/2000 (wszystkie w cenie 4,40 zł)

Ten kupon można wyciąć i wysłać faksem: fax (całą dobę) (068) 324-71-03.

Zamawiam prenumeratę:
praktyczny Elektronik

wybrany okres prenumeraty, lub zamówienie płyty CD-PE1 zaznaczyć krzyżykiem

Płyta CD-PE1 34,00 zł	III kwartał 2000r. 14,40 zł	IV kwartał 2000r. 14,40 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 4,80 zł, cena CD-PE1 z kosztami wysyłki – 34,00 zł

Prenumerata to: bezpośrednie do domu, niezawodne i terminowe dostawy Praktycznego Elektronika

Pamiętaj! Pomyśl o tym już dziś!

kupon ważny do 20.07.2000r.

Zamawiam prenumeratę:
praktyczny Elektronik

wybrany okres prenumeraty, lub zamówienie płyty CD-PE1 zaznaczyć krzyżykiem

Płyta CD-PE1 34,00 zł	III kwartał 2000r. 14,40 zł	IV kwartał 2000r. 14,40 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 4,80 zł, cena CD-PE1 z kosztami wysyłki – 34,00 zł

Prenumerata to: bezpośrednie do domu, niezawodne i terminowe dostawy Praktycznego Elektronika

Pamiętaj! Pomyśl o tym już dziś!

kupon ważny do 20.07.2000r.

Katalog Praktycznego Elektronika
Stabilizatory LM 317

Tabela 1 – Parametry maksymalne

Symbol	Parametr	Wartość
V_I	Maksymalna różnica napięć wejście wyjście	+40 V, –0,3 V
P_D	Moc strat	Wewnętrznie ograniczona
$Rth_{j\text{-}a}$	Rezystancja termiczna złącze-otoczenie	50°C/W
$Rth_{j\text{-}c}$	Rezystancja termiczna złącze-obudowa	5°C/W
T_{STG}	Temperatura przechowywania	–65÷+150°C
T_j	Maksymalna temperatura złącza	+125°C

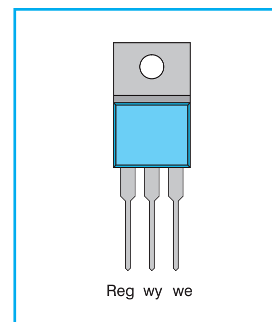
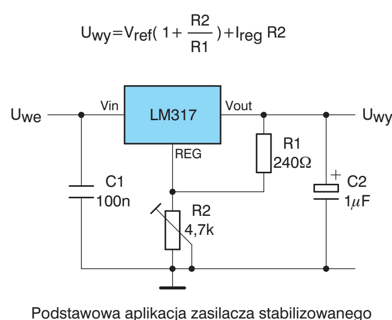
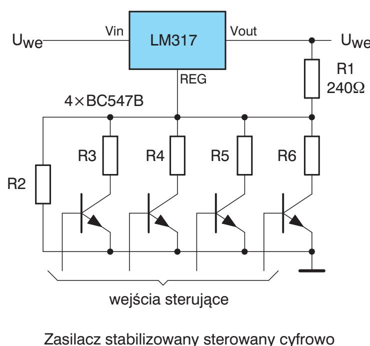


Tabela 2 – Parametry charakterystyczne T_{amb}=25°C)

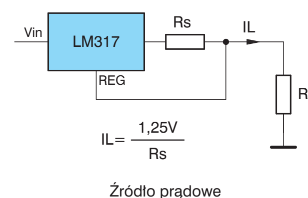
Parametr	Warunki pomiaru	Min.	Typ.	Max.	Jednostka
V_r Napięcie referencyjne	3 V<V_{IN}–V_{OUT}<40 V, 10 mA<I_{OUT}<I_{max}, P<P_{max}	1,225	1,250	1,270	V
IR Współczynnik stabilizacji od zmian napięcia wejściowego	3 V<V_{IN}–V_{OUT}<40 V, T_j=25°C		0,01	0,02	%/V
LR Współczynnik stabilizacji od zmian prądu wyjściowego	10 mA<I_{OUT}<I_{max}, T_j=25°C		0,3	1,0	%
TR Współczynnik stabilizacji od zmian temperatury	20 ms Pulse		0,04	0,07	%/W
I_q Prąd wyjścia Reg.			50	100	μA
Δ_g Zmiana prądu wyjścia Reg.	10 mA<I_{OUT}<I_{max}, 3 V<V_{IN}–V_{OUT}<40 V		0,2	5	μA
Stabilność temperaturowa	T_{min}<T_j<T_{max}		1		%
Minimalny prąd wyjściowy	V_{IN}–V_{OUT}=40 V		3,5	10	mA
Ograniczenie prądowe	V_{IN}–V_{OUT}<15 V V_{IN}–V_{OUT}=40 V	1,5 0,15	2,2 0,4	3,4 –	A A
Szumy na wyjściu, wartość RMS w % napięcia wyjściowego	10 Hz<f<10 kHz		0,003		%
RR Współczynnik tłumienia tętnień zasilania	V_{OUT}=10 V, f=100 Hz, C_{Reg}=0 μF V_{OUT}=10 V, f=100 Hz, C_{Reg}=10 μF	 66	65 80		dB dB
Stabilność długoterminowa	T_j=125°C, 1000 godz.		0,3	1	%



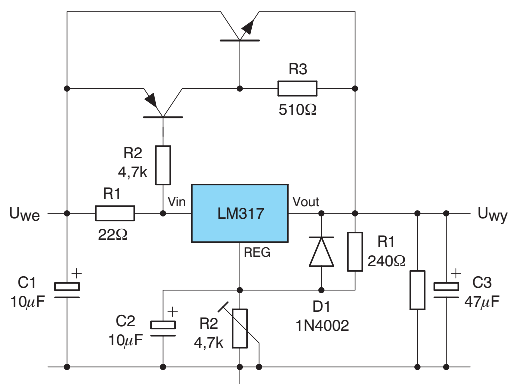
Podstawowa aplikacja zasilacza stabilizowanego



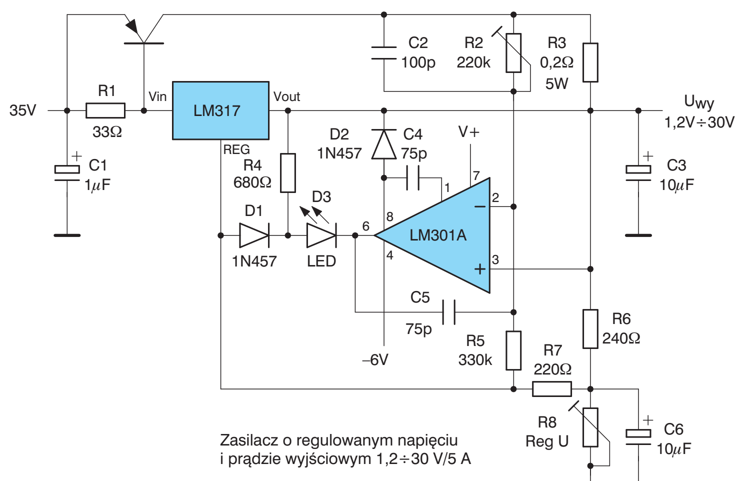
Zasilacz stabilizowany sterowany cyfrowo



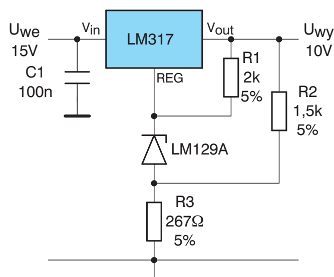
Źródło prądowe



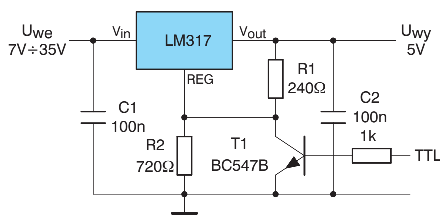
Zasilacz o dużym prądzie wyjściowym



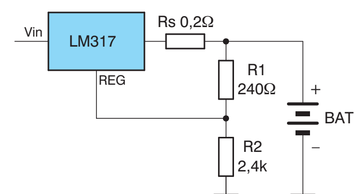
Zasilacz o regulowanym napięciu i prądzie wyjściowym 1,2÷30 V/5 A



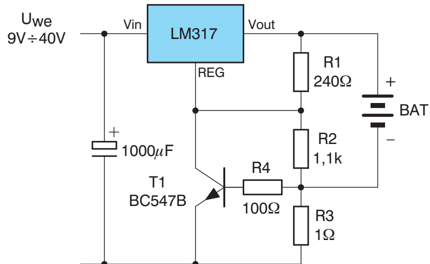
Zasilacz 10 V o dużej stabilności



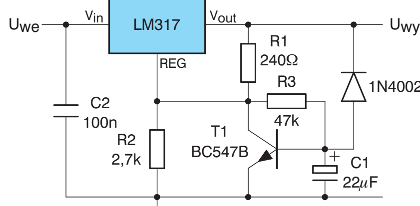
Zasilacz 5 V włączany cyfrowo U_{min}=1,2V



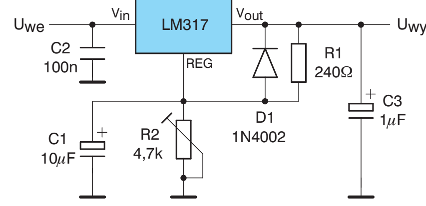
Ładowarka akumulatora 12 V



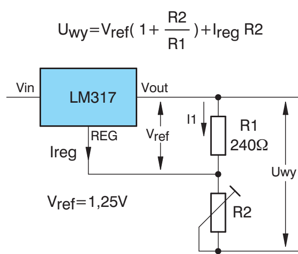
Ładowarka akumulatora 6 V ze stabilizacją prądu ładowania i ograniczeniem napięcia ładowania



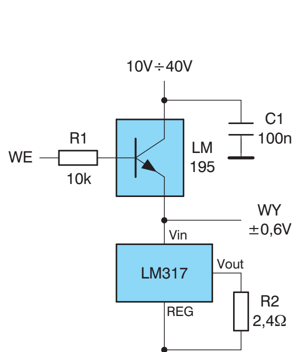
Zasilacz 15 V z miękkim startem



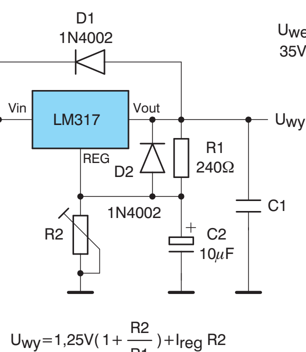
Zasilacz regulowany 1,2 V do 30 V o podwyższonym tłumieniu tętnień zasilania



Zasilacz regulowany 1,2 V do 30 V

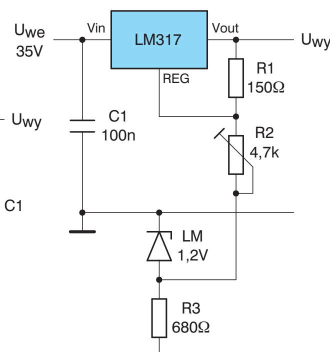


Wtórnik mocy



$$U_{wy}=1{,}25V\left(1+\frac{R2}{R1}\right)+I_{reg}\,R2$$

Zasilacz regulowany 1,2 V do 30 V z diodami zabezpieczającymi



Zasilacz regulowany 0 V do 30 V

GIEŁDA PE

SPRZEDAM

2XKOŃCÓWKA mocy 50W+radiator+zasilacz za 80zł, AMIGA 500, dyskietki, joystick, mysz, monitor mono żółty za 150zł. Przemysław Frankiewicz (018) 3329585

ANALOG DELAY, CHORUS, FLANGER,DISTORTION, PHASER oraz wiele innych efektów w postaci schematów i opisów. Sprzedam-wymienię. Info. k + z. D. Lewandowski skr. p. 5,20-950 Lublin 1

BRÜCKMANA: układy elektroniki, schematy różne -UKF. Porady listowne - darmo! Każdy temat. Poznański Al. Kijowska 13/10, 30-079 Kraków. tel.: 012-637 86 12. Masz problem - pomogę pisz!

CYFROWY dekoder kaset z korektorem - 40zł, schemat dekodera C+ - 43zł, odb. FM50÷160Mhz - 48zł, Siemens S6 bez SIMLOCKA - 200 zł, synteza 80MHz ÷

1,2GHz - 250 zł. Andrzej, tel. 0602801724

DEKODERY PAL-SECAM na TDA4555: do Jowisza zamienne za MD2007/M D2008 i Heliosa zam. za MD2021. Ceny od 22zł, Więcej = taniej!!!. Info: kop.+znaczek

DLA hobbysty części zamienne do antycznych odbiorników radiowych i magnetofonów oraz telewizorów tel. Częstochowa 36-35-297 od 8÷21

ELEMENTY z demontażu TV Rubin 0523552089 Rafał. S.

FALOWNIKI sprzedam od 180W do 2,5kW, regulacja płynna obrotów silników asy. Cena 2,2 kW = 1.150 zł wysyłam ofertę. Krupiński Jerzy ul. W. Łokietka 31/3 58-100 Świdnica 0748529257

GENERATOR obrazu kontrolnego GTV-19. Obraz kontrolny jak w TVP. Tła-RGB, biel, czerń. Wyjścia-AV, RGB, RF. Fonia-DK/BG. Wym. 185/55/25mm. 034 3577834.

KIT kamery kolor CDD z miniaturowym obiektywem lub same obiektywy opis w EdW 6/97 H Tyburcy ul Blatona 6/20 01-494Warszawa tel. 0-501-050-232

LAMPY 6P3CE, 6H13C, 6H1, 6H2 Kornel 032-2570967

OSCYLOSKOP C1-93 prod. b. ZSRR. + instrukcja w języku rosyjskim. 2 kanały. Stan bdb. Cena 180PLN. Bartosz Fenyk, Glazera 5m21, 37-700 Przemyśl tel. 0166702583 po godz. 16-stej

MODULATORY TV - 30÷900MHz, Uz +12V, 50mA, np: do minikamer małych sieci kablowych itp. Tel.(058)348-89-49 po 17 lub e-mail:gbsz@polbox.com

PŁYTY GRAMOFONOWE stare, wykonawcy polscy i zagraniczni lata 70÷80-te. Ponad 100 szt. 2÷10zł/szt. 58 500 Jelenia Góra. (075) 7647335

PRECYZYJNE filtry w.cz. nadajniki, czujniki częstotliwości, lasery niewidzialne wobuloskopem do 1250 MHz nadajniki zasięg do 100 km, e mail: nyaradix@kki.net.pl, telefon 023/654-32-38

RADIOELEKTRONIKA z lat 1985-1988. Cena rocznika 20zł. Plus koszty pocztowe. A.K. 15 669 Białystok, ul. Słonecznikowa 25/21

RADIOSZPIEG zasięg ponad 10 kilometrów oraz inne nadajniki radiowe o zasięgu do 100 kilometrów W. Samoraj ul. Konopnickiej 3/2 06-500 Mława

TANIO złożone efekty NORD-ELEKTRONIK. Rafał Słomkowski, tel. 052 355 20 89

RDZENIE ferrytowe różne złącza Cannon Eltra SZR dławiki potencjometry re-

UWAGA!!! Tanie ogłoszenia ramkowe w rubryce Giełda PE!!!

Ogłoszenia mogą mieć typową szerokość jednej szpalty tzn. 56 mm, ich wysokość ogranicza jedynie wysokość strony. Minimalna wysokość ramki to 1 cm. Cena ogłoszenia ramkowego wynosi 20 zł + 22% podatku VAT za każdy rozpoczęty centymetr wysokości. Oferta skierowana jest do osób fizycznych i firm zamieszczające ogłoszenia w celach zarobkowych.

Materiał reklamowy może być dostarczany w formie elektronicznej lub projektu graficznego na papierze. Materiały można dostarczać pocztą na dyskietkach 3,5'' (1,44 MB), wraz z wydrukiem próbnym reklamy. Pliki o rozmiarach nie przekraczających 500 kB (po skompresowaniu archiwizerem pkzip, arj lub rar) można dostarczyć pocztą elektroniczną na adres reklama@pe.com.pl. Należność za płatne ogłoszenia ramkowe może być uregulowana przelewem na konto: WBK S.A. II/O Zielona Góra nr 10901636-102847-128-00-0 lub przekazem na adres redakcji.

Giełda PE

Kupon zamówienia na płatne ogłoszenie ramkowe w rubryce giełda PE

Zamawiam płatne ogłoszenie ramkowe
o wysokości: ....cm,
w numerach: ....PE

Numer NIP: ....

Oświadczam, że Nasza firma jest upoważniona do otrzymywania i wystawiania faktur VAT.
Upoważniamy firmę ARTKELE Wydawnictwo Techniczne do wystawiania faktur VAT bez naszego podpisu.

pieczęć firmy
z nazwą i adresem

....
Czytelny podpis zamawiającego

Giełda PE

Bezpłatne ogłoszenia drobne wyłącznie dla osób fizycznych

praktyczny Elektronik

Zaznacz rubrykę w której ma zostać zamieszczone ogłoszenie

☐ Sprzedam ☐ Poszukuję
☐ Kupię ☐ Zamienię ☐ Inne

Kupon ważny do 20.08.2000

Kupony prosimy przesyłać w kopercie **z dopiskiem GIEŁDA PE**

zystory do 150W KSF022 MBGO 0,1mF do 30mF pakiety central telefonicznych (061) 878-81-52

ROCZNIKI lub luźne numery MT, RE, EP, EH, EdW, PE, ZS z lat 60;70;80;90 pełny wykaz z ceną wyślę. Kop + znaczek. Ryszard Kujawa, Os. Wiślana 11m9, 08 520 Dęblin, 081-883-26-63

SIEMENS-NONE (nowe) z oprogramowaniem, Zasilacz przewód do PC. Cena do uzgodnienia. Gołębiowski Maciej, ul. Hłaski 5, 22 470 Zwierzyniec; (084) 6872593 (wieczorem)..

SKANER COMTEL-212 380zł, Telefax Siemens-840 450 zł Grundig Movitalk-209E EX/460-12,5 200zł Tuner+wzmacniacz „Akai" 200W 380zł, Amplituner Grundig 100W 100 zł, Zbigniew Jeżwała, Poprzeczna 15/12, 62-005 Owińska

WYKRYWACZE metali schematy sondy płytki sprzedam - kupię - wymienię sondę wodną od OGF oraz śmigła tylne do helikoptera sprzedam. Schematy ADS-7 i Lorentz kupię-wymienię. S. Królak ul. K. Wyki 19/6, 75-329 Koszalin, tel. 341 28 13

WYKRYWACZ metali WHITE'S, TESORO, VIKING, PILSE STAR II, A. Wyka, ul. Lipowacka 6A/17, 81-572 Gdynia, tel. (058) 7810889 lub 0602224228

KOŃCÓWKI mocy AUDIO-MOS 100÷300W. Małe płytki (SMD), uruchomione. Również zasilacz oraz filtr aktywny (SMD) dla subwoofera. Niedrogo!!! Arek, tel. 0601 74 05 07

WYKRYWACZE metalu VLF PJ i inne. Kupię schemat wykrywacza PJ z rozróżnianiem metalu. Informacja telefoniczna 0608167023

KUPIĘ

PILNIE schematy, mogą być kserokopie, OTVC Samsung CK 5012T, magnetowid Samsung SE-9000, Eryk Hansel Al. Legionów 39B, 34 300 Żywiec tel. 0 33 8618918 kom 606367758

SCHEMAT odtwarzacza CD. SONY COMPACT Disc Player CDP-101. Może być kserokopia. Piotr Albingier, ul. Partyzantów 36, 22 460 Szczebrzeszyn

PILNIE ksero schematów AMATOR-STEREO-2b, miniwieży THOMPSONIC TS610TL,ZODIAK-DSS401 Janusz Różański ul. Ustronna 26/3 43-100 Tychy tel. 0501463722

WTYKI do Nokii 3210 tel. 022/7587348

PROGRAMATOR SEPROG MAX lub MULTIPROG tylko kompletny wraz z oprogramowaniem. Adam Babilon, ul. Kopernika 2, 43-400 Cieszyn, 0502077947

PE 1,3,4,6-12/98; 1,4,5,7,10,11/99. Oferty z ceną przysłać na adres A. Kulgawczuk 15 669 Białystok, ul. Słonecznikowa 25/21

WZMACNIACZE: WSH-205, WS-503, W-600 oraz przedni panel odbiornika „RADMOR-5102". Wszystko w kolorze czarnym. Zbigniew Suchodolski (SP6TRZ) 59 101 Polkowice ul. Skalników 25/22 076-845-07-64

PILNIE rezonator kwarcowy 11,684MHz lub wymienię na inne części elektroniczne, posiadam też dużo schematów. Marcin Błaszczykowski Boh. Monte Cassino 15/10 81 704 Sopot

NOTEBOOKA używanego ale sprawnego z ekranem monochromatycznym, nawet 386 z zegarem od 40MHz. Może

Ogłoszenia ramkowe w Giełdzie PE

Treść ogłoszenia:

....
....
....
....
....

Do zamówienia dołączam:

☐ dyskietkę ☐ rysunek ☐ inne ....
☐ zdjęcie ☐ e-mail ....

wysokość dowolna min. 10 mm

szerokość 56 mm

mieć zużyte akumulatory. Cena do 350 PLN. Tel. (074) 843-31-66

MAGNETOFON z wejściem do nagrywania z TV sprawny. 0523552089, Rafał. S.

TYRYSTOR KT506 AD. Rafał Słomkowski, tel. 052355 20 89

POSZUKUJĘ

AD797 i SSM2017 dokładnych informacji włącznie z ceną Filip Lupa ul. Strzegomska 274/11, 54 432 Wrocław.

PILNIE schematy mogą być kserokopie OTVC SAMSUNG CK5012T magnetowid SAMSUNG SE-9000 tel. 0 33 8618918 lub kom. 606367758

PROCESOR HD401314R do telewizora PHILIPS 21CN4462/59P Żagań 20/7 Rynek Zmarlak Jerzy

KSER termometru z PE 1/94 sterowania oświetleniem z PE 5/95 stroika do gitary z PE 7/96. Ksera kierować pod adres Krzysztof Błaż, ul. Podkarpacka 48, 38 524 Besko

SZCZEGÓŁOWYCH informacji na temat układu LC7821. Rafał Rychlik ul. Folwarczna 3/10, 67-200 Głogów, tel. 0608159759

TRANZYSTOR STP5N60 MOSFET 600V 5,6A 1,5zł, 51-685 Wrocław Konarskiego 5/2, (071) 3487973

KSIĄŻEK dot. Elektromechaniki samochodowej, chłodniczej oraz pomiarów elektrycznych ochronnych. Oferty z ceną na adres: Mariusz Potocki, 63-140 Dolsk, Ostrowieczko 5/1

ZAMIENIĘ

SCHEMATY wzmacniaczy, efektów gitarowych różnych firm. Poszukuję schematów Peavy-Special130, Marshall JCM-SLASH i JCM 900 SL-X. Tadeusz Bernat, Kopernika 7/50 86-200Chełmno, 056/686-04-89

ZA kartę turbo blizzard do A-1200 maszynę do pisania niemiecka czcionka; kamery 8mm; aparat foto 36x24, lub inne propozycje, tel. 0757730638

WOBULOSKOP typ K935C na odbiornik nasłuchowy KF lub inne propozycje tel. 032 242 16 24

INNE

PRZYJMĘ montaż układów elektronicznych, na umowę zlecenie. Bez pobrania. Stanisław Masztalerz, Urbanowice 51/4, 47-270 Gościęcin

W prosty sposób przestroisz każdy odb. radiowy na UKF bez potrzeby montażu konwertera. Info gratis kop. zwr. + znaczek. Kołacz Mariusz ul. Chwałki 4b, 27 600 Sandomierz

OBWODY drukowane płyty czołowe nadruki wykonam. Moniak Andrzej, Bolechowice 107 32 082 tel. 0122853497 po godzinie 18

PRZYJMĘ montaż urządzeń elektronicznych lub elektrycznych chałupniczo lub na umowę zlecenie tel. (032)247 08 81

NAWIĄŻĘ kontakt z osobami które uruchomiły radiopowiadomienie z PE nr 6/7 1998r. tel. (022)672-03-42 wieczorem

RADIO kodowane uruchomię telefon komórkowy odblokuję kontakt telefoniczny 052-353-08-54 lub 0601642-780.

OBWODY drukowane jedno i dwustronne wykonam pojedyncze sztuki krótkie serie, Andrzej Moniak, Bolechowice 107, 32-082 tel 0122853497 po godz. 18

70% poniżej kosztów (65zł) z wysyłką) kilkadziesiąt czasopism elektronicznych (lata 98-99) Warunek: bierzesz wszystko. Ważność: do 30 IX 2000. Dariusz Knull, Rymera 4A/5, 41-800 Zabrze

Ultradźwiękowy sygnalizator cofania do samochodu dokończenie

Niestety czasami złośliwość rzeczy martwych jest przerażająca. Dokończenie artykułu po prostu zaginęło. Cały plik z tekstem po prostu „wcięło” nam, a autor, który go posiadał wyjechał na wojaże. Przepraszamy Czytelników, że odtworzenie brakującego tekstu trwało tak długo.

Montaż i uruchomienie

Układ zmontowany jest na dwóch płytkach drukowanych. Na jednej z nich mieści się wskaźnik odległości z diodami oraz buzzer a na drugiej układ nadawczo-odbiorczy wraz przetwornikami ultradźwiękowymi. Sam montaż nie powinien sprawić większych problemów. Warto tylko zwrócić uwagę na to, że zasilanie płytki sygnalizatora poprowadzone jest z płytki części nadawczo-odbiorczej, oraz że rozdzielono masy sygnałową i prądową. Mas tych nie wolno łączyć po drodze, należy je prowadzić oddzielnymi przewodami.

Trzeba też koniecznie zwrócić uwagę na to aby podczas montażu nie pomylić nadajnika z odbiornikiem. Oznaczenia obu tych elementów są podobne różnią się tylko ostatnią literą. Litera T oznacza nadajnik, a litera R odbiornik.

Do uruchomienia układu niezbędny jest oscyloskop dwukanałowy. W pierwszej kolejności dokonuje się zestrojenia generatora 40 kHz. W tym celu należy zewrzeć ze sobą bazę i emiter tranzystora T3, aby wyeliminować kluczowanie. Sondę oscyloskopu podłączyć do nóżki 1 US3A. Regulując potencjometrem P1 ustawiamy jak największą amplitudę sygnału na nóżce 1 US3A. Podczas regulacji przed przetwornikami ultradźwiękowymi powinna być umieszczona przeszkoda od której będą odbijały się fale ultradźwiękowe. Może do tego celu posłużyć zwykła książka. Układ należy umieścić na stole w taki sposób, aby rękoma nie przesłaniać przestrzeni pomiędzy przetwornikami a przeszkodą. Wolna przestrzeń powinna też być pozostawiona po obu bokach przetworników. Po uchwyceniu maksimum sygnału należy sprawdzić czy częstotliwość generatora US1 jest zbliżona do 40 kHz (można przypadkowo złapać maksimum na innej częstotliwości). Po tej regulacji zwarte elektrody T3 można rozlutować. Z uwagi na dość dużą jak na układ CD 4060 częstotliwość generacji konieczne może okazać się dobranie wartości kondensatora C1.

Teraz można sprawdzić jak wygląda echo sygnału. Oscyloskop pozostaje dalej dołączony do nóżki 1 US3A. Na ekranie powinien pokazać się przebieg sygnału bezpośredniego i echa. Może zaistnieć sytuacja w której wystąpią echa wielokrotne pochodzące od różnych przedmiotów znajdujących się w otoczeniu w promieniu do 1,5 m. Poruszając przeszkodą (książką) można zaobserwować przemieszczanie się echa. Ten sposób pozwala zidentyfikować źródła poszczególnych odbić.

Kolejną regulacją jest ustawienie czasu wycinania impulsów bezpośrednich. Do tego celu służy potencjometr P3. Drugi kanał oscyloskopu dołącza się do nóżki 1 US4B. Potencjometrem P4 należy dobrać wartość czasu wycinania w taki sposób aby na wyjściu komparatora nie pojawiała się żadna dodatnia szpilka w czasie trwania sygnału bezpośredniego. Pierwsza szpilka powinna pochodzić od sygnału najbliższego echa.

Teraz pozostaje jeszcze ustawienie czułości komparatora. Do tego konieczne jest takie ustawienie urządzenia, aby na nóżce 1 US3A nie było widać tylko jedno echo pochodzące od ruchomej przeszkody (książki). Przeszkodę należy odsunąć na odległość ok. 1 m od przetworników. Potencjometrem P4 doprowadzić do występowania szpilki na nóżce 1 US4B w miejscu pojawiania się echa od przeszkody. W razie konieczności można skorygować ustawienie czasu wycinania sygnału bezpośredniego.

Regulacja ustawienia skali diodowej polega na dobraniu potencjometrem P2 takiego poziomu napięcia aby dioda D6 zapalała się przy najmniejszej możliwej do zmierzenia odległości od przeszkody.

W całym procesie regulacji niezbędna jest dokładność i cierpliwość. Walka z echami może być trudna, lecz dobre skalibrowanie pozwoli uzyskać dobry efekt. W przypadku problemów z czułością można zmniejszyć zasięg sygnalizatora do mniejszej odległości.

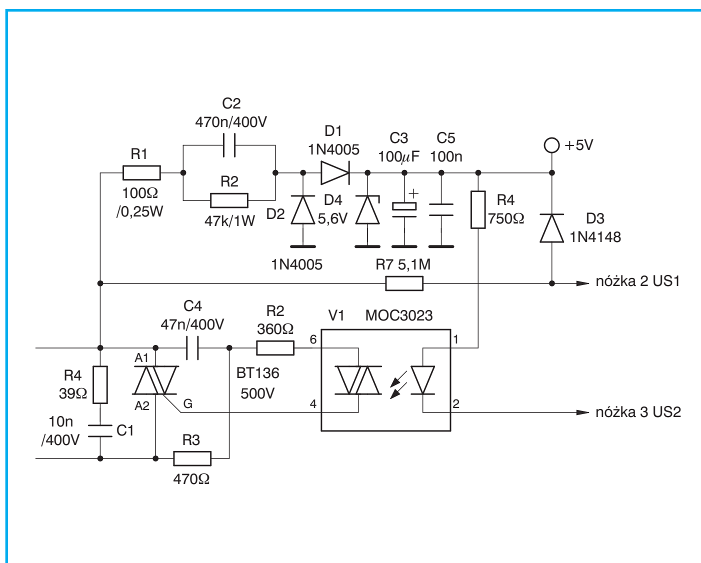
◊ ***Andrzej Lis***

Poprawki do regulatora obrotów

W numerze P1/2000 zamieściliśmy opis mikroprocesorowego regulatora obrotów. W projekcie było kilka niedopracowań, które „wyszły” w trakcie eksploatacji.

1. Dioda D3 powinna być impulsowa np. typu 1N4148. Stosowanie zwykłej diody prostowniczej może czasami doprowadzić do uszkodzenia układu mikrokontrolera US1.
2. Równolegle z kondensatorem C3 należy połączyć kondensator przeciwzakłóceniowy C5, poprawi on warunki pracy mikrokontrolera.
3. Obwód sterowania triakiem należy zmodyfikować tak jak przedstawiono to na rysunku 1. Wcześniejszy układ połączeń nie powodował uszkodzenia triaka.

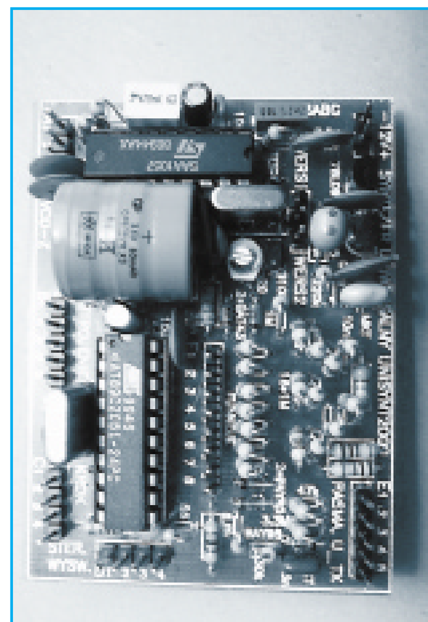
◊ ***Tomasz Kwiatkowski***



Rys. 1 Schemat zmodyfikowanego układu sterowania regulatora obrotów

Uniwersalny syntezer częstotliwości o małym rastrze UNISYNT 2000

Artykuł zawiera kompletny opis profesjonalnego syntezera częstotliwości. Jego podstawowe zalety to: różne kroki w tym minimalny 15 Hz, łatwe wstępne konfigurowanie zależnie od indywidualnych, najróżniejszych wymagań, prosta konstrukcja z łatwo dostępnych elementów. Urządzenie jest efektem wieloletnich doświadczeń autora który jest równocześnie krótkofalowcem. Syntezer powstał z myślą o krótkofalowcach którzy bawią się w budowę własnych transceiverów. Jego uniwersalność sprawia, że może on z powodzeniem zostać zastosowany także do innych celów, takich jak generatory częstotliwości radiowych AM i FM, wobulatory, a nawet odbiorniki radiowe. Zastosowania tego ciekawego urządzenia zamieścimy w kolejnych numerach PE.



Znane są syntezery PLL przeznaczone do współpracy z urządzeniami o emisjach AM i FM. Wynika to z faktu, że na rynku są łatwo dostępne scalone syntezery przeznaczone do pracy w odbiornikach radiofonicznych. Charakteryzują się one krokami przestrajania o wartościach 1, 10 czy 12,5 kHz. Jednak zrealizowanie syntezera np. do odbiornika typu WORLD-RECEIVER, „radyjka" CB pracującego z emisją SSB, transceivera krótkofalarskiego, precyzyjnego wobulatora, czy generatora sygnałowego stanowi większy problem, ponieważ tu wymagane są dużo mniejsze kroki syntezy. W tego typu urządzeniach nie można zastosować wyżej wymienionych scalonych syntezerów bez układów dodatkowych. Oczywiście należy pamiętać, że dostępne układy scalone syntezerów o dużych krokach, także wymagają układów współpracujących takich jak mikrokontroler sterujący, układ wyświetlania częstotliwości czy elementy do przestrajania.

Przedstawiony układ syntezera zaprojektowany został tak, aby można go było zastosować do najróżniejszych urządzeń. Jest jednocześnie, w porównaniu z syntezerami o małych krokach stosowanymi w sprzęcie profesjonalnym, układem bardzo prostym, doskonale nadającym się do stosowania przez radioamatorów i nie tylko przez nich. Najważniejszą cechą tego syntezera jest to, że nie jest on wstępnie związany z jakąkolwiek wartością częstotliwości pracy urządzenia, częstotliwościami pośrednimi, ich ilością, czy sposobami ich realizacji. Konstrukcja pozwala na wstępne łatwe konfigurowanie właściwości syntezera. Dotychczas aby to osiągnąć, należało znać język programowania mikrokontrolera i samemu napisać odpowiedni program, poświęcając na to dużo czasu. UNISYNT 2000 otwiera nowe możliwości przed hobbystami i na pewno ułatwi sprawdzanie koncepcji profesjonalistom. Syntezer składa się z uniwersalnego modułu, wymaganego w danym zastosowaniu, przestrajanego napięciem generatora LC (tzw. VCO), oraz układów współpracujących takich jak jeden z dwóch układów wyświetlania częstotliwości, wybranego układu przestrajania i mikrołączników wyboru funkcji i kroków syntezera.

Parametry podstawowe modułu syntezera:

Zasilanie	– 12÷16 V/35 mA;
Zakres częstotliwości wejściowych	– 512 kHz do 32,767 MHz;
Napięcie wejściowe w.cz	– ok. 30 mV
Zakres wyjściowego napięcia regulacyjnego VCO	– 0÷9 V.

Moduł syntezera pozwala na:

- wstępny wybór jednego z dwóch rodzajów realizowanej syntezy,
- ustawienie początkowej częstotliwości oddzielnie dla każdego z 9-ciu pasm,
- ustawienie początkowej wartości wyświetlanej częstotliwości i kierunku zmian wyświetlanych wartości w stosunku do zmian częstotliwości wejściowej syntezera dla każdego pasma oddzielnie.

Wstępnie wybiera się również sposób przestrajania. Można wybrać przestrajanie dwoma przyciskami lub gałką z tarczą kodową i dwoma transoptorami. Moduł pozwala również na wybór jednego z trzech banków kroków. Wstępne ustawienia pamiętane są po wyłączeniu zasilania.

Funkcje realizowane przez moduł syntezera

- Przestrajanie cyfrową gałką z automatyczną zmianą szybkości lub przyciskami z dwoma szybkościami.

Kroki syntezera:

Bank nr 1: 15 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 5 kHz
Bank nr 2: 10 kHz, 12,5kHz, 25 kHz, 50 kHz
Bank nr 3: 100 kHz, 125 kHz, 250 kHz, 500 kHz
Bank nr 4: 15Hz, 5kHz, 50kHz, 500kHz
– włącza się automatycznie podczas wstępnego ustawiania skali.

- Realizacja dwóch stanów pracy: „nadawanie" i „odbiór" (częstotliwości mogą być jednakowe lub różne).
- Dziewięć pamięci podzakresów.
- Trzy pamięci częstotliwości nadajnika i odbiornika.
- Możliwość niezależnego przestrajania odbiornika (tzw. RIT) i zrównanie częstotliwości odbiorczej z nadawczą (tzw. CLR-RIT) pozwalające na realizację dowolnych przesuwów częstotliwości.
- Druga pamięć częstotliwości pracy (tzw. drugie VFO) i zrównanie pamięci drugiej z pierwszą (tzw. VFO B=A).
- Skaner częstotliwości.
- Wobulator częstotliwości.
- Sygnalizacja ustawionego kroku i różnicy między częstotliwością nadawczą i odbiorczą.
- Szeregowe sterowanie skalą LED lub LCD.

Wstępne nastawy, częstotliwości nadawcze i odbiorcze pamięci oraz ostatnio ustawione częstotliwości nadajnika danego podzakresu pamiętane są po wyłączeniu zasilania.

Opis działania

Na płytce modułu syntezera (rys. 1) znajdują się: właściwy syntezer częstotliwości zrealizowany na układzie scalonym SAA 1057 (np. firmy Philips), przetwornik C/A typu drabinka R/2R oraz układ scalony mikrokontrolera AT89C2051 z programem UNISYNT 2000.

Mikrokontroler pracuje jako dodatkowy przetwornik C/A typu PWM, jako przetwornik A/C oraz jako sterownik syntezera i dołączanej do modułu skali cyfrowej. Przetwornik PWM współpracujący z przetwornikiem R/2R i przełącznikiem pasm stanowi podstawę oryginalnej koncepcji autora, dotyczącej syntezera o małych krokach dla zakresu do 32,767 MHz. Syntezer przełączony na ten rodzaj pracy jest chyba najprostszym możliwym do zrealizowania rodzajem syntezera PLL, obejmującym wszystkie pasma krótkofalarskie. Syntezer pracujący w wersji drugiej nie korzysta z przetwornika PWM, a jego działanie podobne jest do działania syntezerów zastosowanych w transceiverach serii DIGITAL. Syntezer działa po dołączeniu układów współpracujących z modułem, zasilania oraz VCO, lub VCO poprzez dodatkowy mieszacz.

Sygnał w.cz z VCO lub mieszacza pośredniczącego doprowadzony jest do złącza A3 modułu i dalej do wejścia SAA 1057. W tym układzie scalonym, w/w sygnał poddany jest dzieleniu w programowalnym przez mikrokontroler dzielniku częstotliwości. Z dzielnika sygnał doprowadzony jest do detektora fazy układu SAA 1057, do którego dociera również sygnał o częstotliwości wzorcowej, będącej wynikiem podziału częstotliwości 4 MHz, wytworzonej również przez ten układ. Porównanie obu sygnałów w detektorze fazy daje w ostatecznym efekcie napięcie regulujące za pośrednictwem diody pojemnościowej częstotliwość VCO.

Fakt uzyskania stabilizacji częstotliwości sygnalizowany jest na nóżce 18-tej SAA 1057. Wyjście to, w przypadku braku synchronizacji, posiada wysoką impedancję. W sytuacji, gdy moduł przełączony jest na wersję drugą, sygnał wzorcowy docierający do detektora fazy wynosi dokładnie 1 kHz. Tak więc każda zmiana nastawy programowalnego dzielnika o 1 daje w efekcie zmianę częstotliwości VCO o 1 kHz. W celu uzyskania kroków mniejszych od 1 kHz, mikrokontroler wytwarza za pośrednictwem dołączonego do niego przetwornika R/2R napięcie, które przestraja za pośrednictwem diody pojemnościowej, pomocniczy generator kwarcowy VCXO zmieniając jego częstotliwość w zakresie mniejszym niż 1 kHz. W związku z tym, że sygnał wejściowy modułu jest wynikiem mieszania sygnału VCO z sygnałem VCXO, detektor fazy syntezera odczytuje zmiany częstotliwości VCXO jako zmianę częstotliwości w ogóle i odpowiednio reguluje częstotliwość VCO, niwelując zaistniałą różnicę częstotliwości a jednocześnie realizując funkcję zmiany częstotliwości VCO o wartości mniejsze niż 1 kHz. Dodatkową zaletą tego rozwiązania jest to, że stosunkowo łatwo w tym układzie stabilizować sygnał VCO który pracuje na bardzo wysokich częstotliwościach, uzyskując jednocześnie małe kroki przestrajania. O tym, jaka może być częstotliwość VCO, decyduje tu przede wszystkim częstotliwość generatora VCXO i krotność powielania jego częstotliwości, w ewentualnie zastosowanym powielaczu. Układ ten nadaje się również do realizacji syntezera dla urządzeń krótkofalowych z wysoką pierwszą pośrednią częstotliwością. Jako przykład może posłużyć transceiver DIGITAL 1000, gdzie schemat blokowy syntezera jest identyczny z przedstawionym na rysunku. Niekoniecznie musi być to

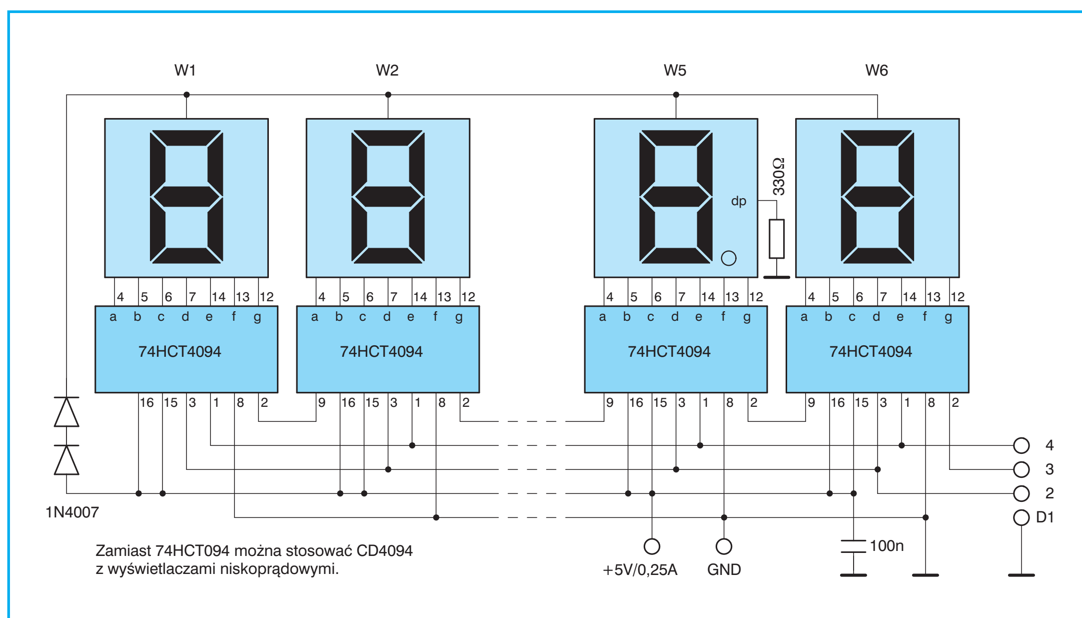
Rys. 1 Schemat ideowy syntezera

dokładnie taki schemat blokowy. Np. w transceiverze DIGITAL 942, który posiada kilka przemian częstotliwości, powielacza częstotliwości w ogóle nie ma, a odpowiednikiem sygnału tu uwidocznionego VCXO jest sygnał będący wynikiem dodatkowego mieszania sygnału drugiej heterodyny 32 MHz transceivera z VCXO 8 MHz. W ten sposób uzyskane zostało uniezależnienie stałości częstotliwości tego urządzenia na krótkich falach od stałości częstotliwości heterodyny 32 MHz. Sposoby wykorzystania tego syntezera w dużej mierze zależą od inwencji konstruktora, który go zastosuje.

W syntezerze przełączonym na wersję pierwszą, kroki mniejsze od 1 kHz realizowane są w inny sposób. Uzyskiwane są wprost przez przestrajanie przez mikrokontroler, za pośrednictwem przetwornika C/A, generatora 4 MHz układu SAA 1057. Nie jest to jednak takie proste. Załóżmy, że dzielnik programowalny w układzie SAA 1057 ustawiony jest na wartość 1.000 co odpowiada stabilizowaniu częstotliwości VCO 1.000 kHz. Jeśli bez dodatkowych rozwiązań, zakres przestrajania diody pojemnościowej generatora wzorcowego zostanie tak ustawiony, aby najmniejszymi krokami pokryć zakres od 1.000 do 1.000,985 kHz, wówczas po zmianie nastawy dzielnika na 30.000, co odpowiada częstotliwości VCO równej 30 MHz, przestrajanie diody pojemnościowej wzorca w takim samym zakresie jak poprzednio, spowoduje już zmianę częstotliwości nie o 985 Hz lecz 30·985 Hz czyli o prawie 30 kHz! Wynika to z faktu, że pętla PLL wraz z programowalnym dzielnikiem, działa jak powielacz częstotliwości wzorcowej detektora fazy. Okazuje się, że nawet zmiana częstotliwości syntezera z przykładowego 1.000 kHz na 1.250 kHz przy takim rozwiązaniu powoduje błąd częstotliwości nie do przyjęcia nawet na wąskich pasmach amatorskich.

Tu dochodzimy do sedna sprawy i zasadniczej części zrealizowanego pomysłu. Na jednym z programowalnych układów czasowo-licznikowych mikrokontrolera AT89C2051 został wykonany przetwornik C/A typu PWM. Ogólnie przetwornik PWM jest to układ, którego sygnałem wyjściowym jest sygnał prostokątny o stałej częstotliwości i wypełnieniu zależnym od nastawy. Składowa stała tego przebiegu zależy od zaprogramowania wypełnienia. Mikrokontroler w omawianej wersji syntezera steruje każde z sześciu wejść przetwornika R/2R, tak jak w wersji drugiej, realizując małe kroki, ale gdy na określonym wejściu przetwornika powinna pojawić się logiczna jedynka (ok. +5 V), wówczas podaje na to wejście wytworzoną w przetworniku PWM falę prostokątną o wypełnieniu zależnym odwrotnie proporcjonalnie do nastawy dzielnika programowalnego syntezera SAA 1057. Odpowiada to hipotetycznemu rozwiązaniu, w którym wraz ze zwiększaniem wartości nastaw dzielnika, obniżana jest wartość napięcia logicznej jedynki podanej na przetwornik R/2R. Po przetworniku R/2R następuje uśrednienie napięcia wynikowego tak połączonych obu przetworników przy pomocy filtru dolnoprzepustowego RC. Dopiero to napięcie zmienia pojemność diody generatora wzorcowego syntezera. Nie jest jednak tak pięknie, ponieważ między innymi istnieje nieliniowość diody pojemnościowej, która powoduje pojawianie się błędu częstotliwości przy dużych zmianach nastaw dzielnika programowalnego SAA 1057. Np. z przykładowego 1.000 kHz na 30.000 kHz. Aby temu zaradzić, wprowadzone zostało przełączanie pasm syntezera. Wstępnie można zaprogramować częstotliwości dla 9-ciu pasm. W ten sposób, podczas przestrajania syntezera w paśmie amatorskim, błąd syntezera został sprowadzony do minimum. Tak więc każda z możliwych do wyboru wersji syntezera ma swoje wady i zalety.

Syntezer przełączony na wersję pierwszą jest prostszy, natomiast przełączony na wersję drugą, bardziej dokładny przy ciągłym przestrajaniu w szerokim zakresie. Dalszą istotną rolą mikrokontrolera jest transmisja danych o aktualnej częstotliwości do skali cyfrowej, kontrola przełącznika pasm, włącznika RIT, przełącznika nadawanie/odbiór oraz kontrola zasilania. Wszystkie te funkcje realizowane są przy pomocy rozbudowanego programowo przetwornika A/C zrealizowanego w oparciu o komparator napięcia znajdujący się w strukturze AT89C2051 oraz port 3.7 mikrokontrolera (nóżka nr 11 układu scalonego). Do transmisji skali dodatkowo wykorzystywany jest port 3.5 mikrokontrolera (nóżka nr 9) pracujący w innym przedziale czasowym jako jedno z wyjść do sterowania SAA 1057. Mikrokontroler pobiera ze znajdującej się w nim pamięci RAM dane o aktualnej częstotliwości, przetwarza je na siedmiosegmentowy kod wyświetlaczy LED i szeregowo, bit po bicie przesyła je do rejestrów skali. Po dokonaniu przesłania ustawia port 3.7 w stan logicznej jedynki. Powoduje to rozpoczęcie ładowania poprzez rezystor 330 kΩ kondensatora 1 nF przetwornika A/C. W wyniku pojawienia się na kondensatorze napięcia równego logicznej jedynce, następuje przepisanie danych zgromadzonych w rejestrach HCT4094 na ich wyjścia. Odpowiednie segmenty wyświetlaczy, poprzez wewnętrzne oporności rejestrów, dołączone zostają do masy i następuje ich świecenie. Aby ograniczyć prąd płynący przez

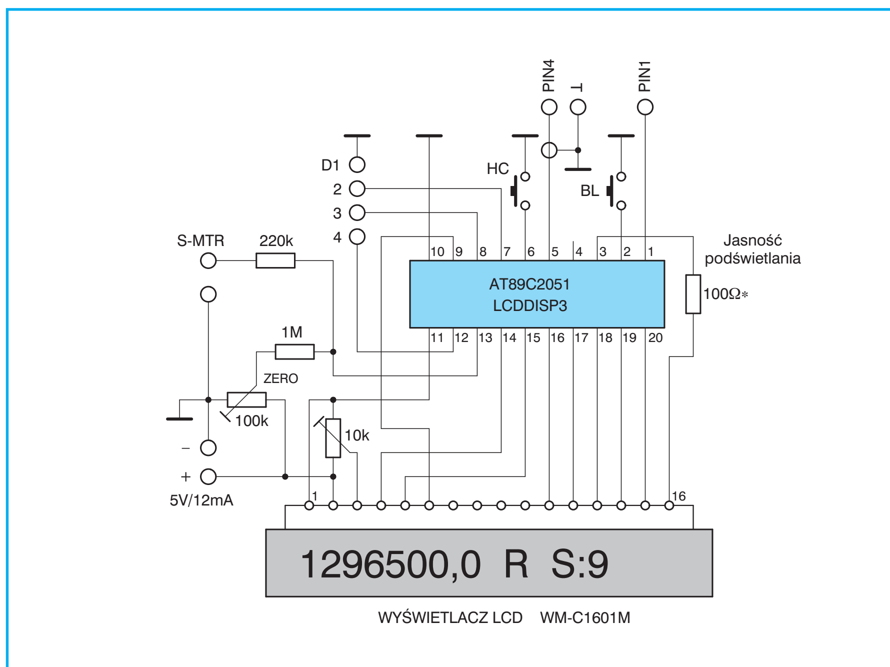


Rys. 2 Schemat ideowy wyświetlacza LED

segmenty i rejestry, wyświetlacze zasilane są z obniżonego przy pomocy diod 1N4001 napięcia zasilania.

Do wyboru jest również skala LCD. Wykonana została przy zastosowaniu uniwersalnego wyświetlacza LCD typu WM-C1601M. Elementem pośredniczącym w przekazywaniu danych z modułu syntezera do wyświetlacza jest mikrokontroler AT89C2051 z programem LCDDISP3. Bezpośrednie sterowanie wyświetlaczem jest dość złożone. Dzięki zastosowaniu dodatkowego mikrokontrolera z odpowiednim oprogramowaniem, skalą LCD steruje się tak samo, jak rejestrem przesuwnym CD 4094. W przedstawionym układzie, mikrokontroler skali LCD korzysta z sygnału zegarowego i sygnału zerowania wytwarzanych w module syntezera. Układ pozwala na wyłączanie/włączanie podświetlania wyświetlacza oraz między innymi, dopisanie do wyświetlanej liczby określającej częstotliwość, dwóch najstarszych cyfr (01, 04 lub 12). Ta możliwość pozwala na pełne wyświetlenie np. częstotliwości 1296000,0 MHz. Dopisana nastawa będzie pamiętana przy przełączaniu pasm. Wyświetlacz LCD przedstawia również informację, czy wyświetlana częstotliwość dotyczy nadajnika czy odbiornika, czy jest różnica między częstotliwością nadawczą i odbiorczą (tzn. czy włączony jest RIT) oraz, po dołączeniu odpowiedniego sygnału na wejście „S-MTR", siłę odbieranego sygnału w S lub poziom wyjściowy nadajnika w skali do 100%. Obie te wielkości wskazywane są również analogowo, przy wykorzystaniu dostępnego w wyświetlaczu kursora.

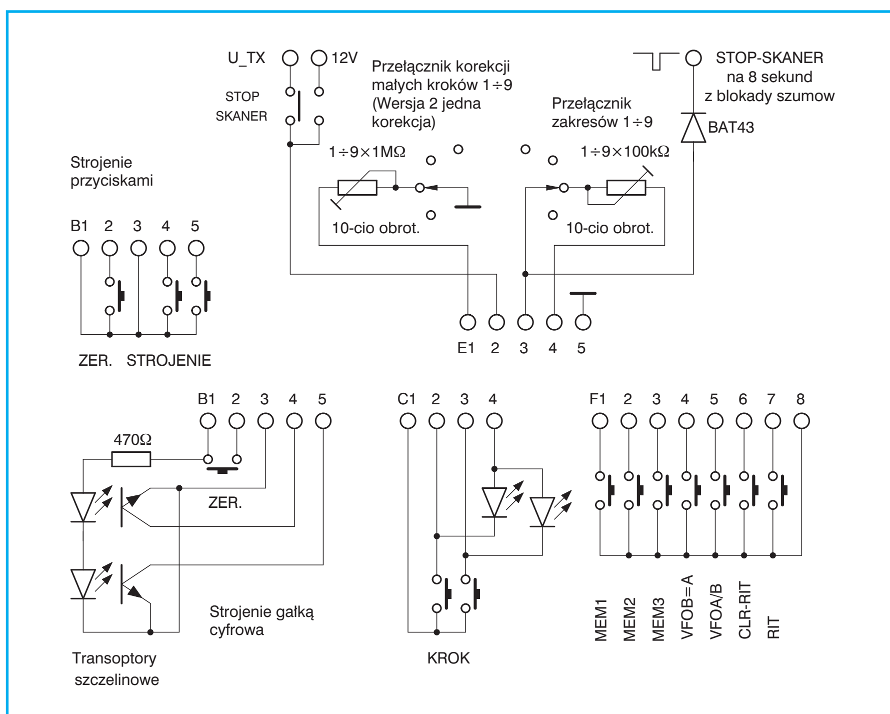
Wracając do modułu syntezera: Porty 1.1 i 1.0 (nóżki nr 13 i 12) mikrokontrolera pracują jako wejścia jego wewnętrznego komparatora napięcia. Do portu 1.0 doprowadzone jest napięcie z kondensatora 1 nF. Do portu 1.1 napięcie z przełącznika pasm, włącznika RIT oraz przełącznika nadawanie/odbiór. Mikrokontroler przy pomocy komparatora porównuje oba napięcia i w czasie gdy napięcie na kondensatorze jest wyższe od napięcia doprowadzonego do portu 1.1, odlicza czas. Po czasie przeznaczonym na ładowanie kondensatora, następuje przełączenie portu 3.7 w stan logicznego zera. Wyzwala to cykl rozładowania kondensatora. Na podstawie odmierzonego czasu mikrokontroler określa, jaką wartość posiada przyłożone do portu 1.1 napięcie. Napięcie 5 V jest sygnałem dla mikrokontrolera, że należy zmienić częstotliwość syntezera na nadawczą. Gdy napięcie



Rys. 3 Schemat ideowy wyświetlacza LCD

wynosi 0 V, dla mikrokontrolera oznacza to że jeśli będzie przestrajanie, to tylko częstotliwości odbiorczej. Inaczej mówiąc jest włączona funkcja RIT. Dziewięć stanów pośrednich między 0 V i 5 V, to dla mikrokontrolera informacja które pasmo aktualnie jest wybrane.

Z kondensatorem 1 nF wiąże się jeszcze jedna sprawa. Mianowicie po naładowaniu kondensatora, mikrokontroler sprawdza przy pomocy portu 1.0, czy na kondensatorze panuje logiczna jedynka. Jeśli nie, oznacza to że zostało wyłączone napięcie zasilające moduł i nastąpiło zwarcie kondensatora poprzez diodę BAY 95 do masy, a mikrokontroler zasilany jest z akumulatorka. Wówczas mikrokontroler przerywa swoją pracę, ustawia odpowiednio swoje porty i przechodzi w stan zamrożenia. W tym stanie mikrokontroler razem z opornikiem 330 kΩ i opornikami przetwornika R/2R pobiera z akumulatora prąd około 20 μA. Mikrokontroler będzie pamiętał nastawy i częstotliwości, dopóki będzie zasila-



Rys. 4 Schemat ideowy układów sterowania syntezerem

ny napięciem nie mniejszym niż 2 V. Ze stanu zamrożenia wyprowadzi go ponowne włączenie zasilania, ponieważ wówczas pojawi się na jego pierwszej nóżce impuls zerujący, wytworzony przez dołączony do niej kondensator i rezystor.

Instrukcja obsługi

Wstępne nastawy
Sześciocyfrowa skala może być ustawiona na wskazania od 00000,0 do 99999,9. Przy odbiorze wskazuje częstotliwość odbiorczą, przy nadawaniu nadawczą.
Skala LCD – po przyciśnięciu „HC" wyświetli lub zgasi dwie pierwsze dodatkowe cyfry (np. 12 dla zakresu 1290 MHz).
Jeśli podczas włączenia będzie przyciśnięty którykolwiek z przycisków sterownika skali, najpierw nastąpi wyświetlenie nazwy aktualnego programu syntezera oraz programu skali i informacje dodatkowe a następnie układ skali przejdzie do realizacji programu głównego.

Ustawianie wstępnej wartości skali, z późniejszymi jej zmianami w kierunku odwrotnym do zmian częstotliwości
Dokonuje się po ustawieniu syntezera na potrzebną częstotliwość- np. 5,5 MHz. Przycisnąć F1 i trzymając go, przycisnąć B2. Puścić B2 a następnie F1. Wówczas korzystając z przycisków zmiany kroków i układu przestrajającego, wybrać żądane wskazania skali np. 03500,0 (wskazania nietypowe omijać). Następnie wyzerować mikrokontroler przyciskiem B2.

Ustawianie wstępnej wartości skali, z późniejszymi jej zmianami w kierunku zgodnym ze zmianami częstotliwości
Dokonuje się po ustawieniu syntezera na potrzebną częstotliwość, np. 5,5 MHz. Przycisnąć F2 i trzymając go, przycisnąć B2. Puścić B2 a następnie F2. Wówczas korzystając z przycisków zmiany kroków i układu przestrajającego, wybrać żądane wskazania skali np. 14500.0 (wskazania nietypowe omijać). Następnie wyzerować mikrokontroler przyciskiem B2.

Włączenie syntezera na wersję drugą
Zworę rezonatora 4 MHz ustawić w pozycję WERS2. Przycisnąć F3 i trzymając go, przycisnąć B2. Puścić B2 a następnie F3.

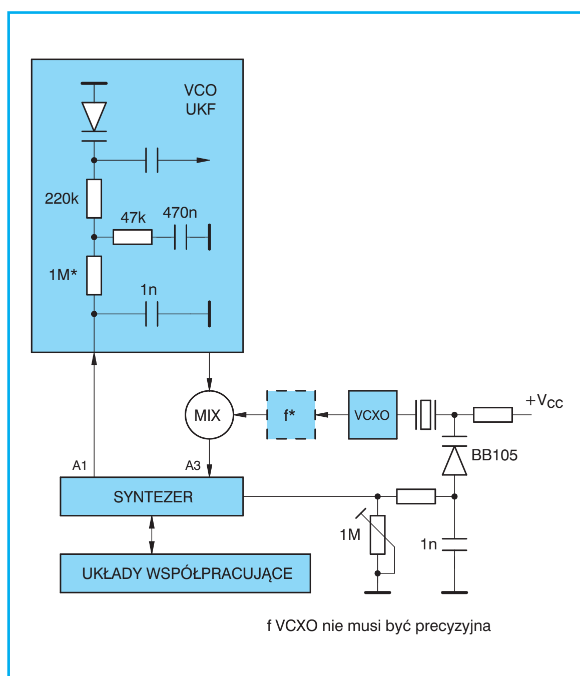
Włączenie syntezera na wersję pierwszą
Zworę rezonatora 4 MHz ustawić w pozycję WERS1. Przycisnąć F4 i trzymając go, przycisnąć B2. Puścić B2 a następnie F4.

Włączenie przestrajania przyciskami
Przycisnąć F5 i trzymając go, przycisnąć B2. Puścić B2 a następnie F5.

Włączenie przestrajania gałką
Przycisnąć F6 i trzymając go, przycisnąć B2. Puścić B2 a następnie F6.

Wybór banku kroków nr 1
Przycisnąć C2 i trzymając go, przycisnąć B2. Puścić B2 a następnie C2.

Wybór banku kroków nr 2
Przycisnąć C3 i trzymając go, przycisnąć B2. Puścić B2 a następnie C3.



Rys. 6 Przykładowe zastosowanie syntezera pracującego w wersji 2 do odbiorników lub transceiverów UKF, lub KF w wysoką pośrednią częstotliwością, generatorów sygnałowych KF lub UKF, wobulatorów

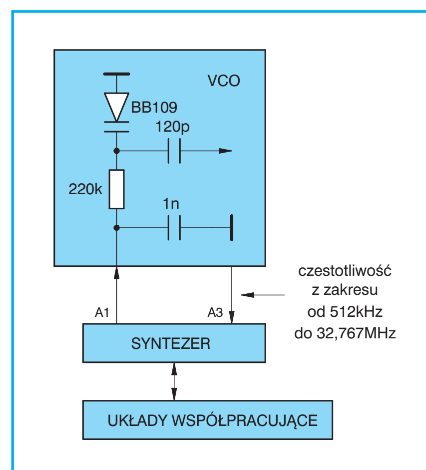
Wybór banku kroków nr 3
Przycisnąć C2 oraz C3 i trzymając je, przycisnąć B2. Puścić B2 a następnie C2 i C3.
Uwaga: Wyboru banku kroków należy dokonać przed pracą z urządzeniem docelowym, ponieważ przyciśnięcie B2 powoduje automatycznie CLR-RIT oraz VFO B=A.

Obsługa podstawowa

Wybór kroku najmniejszego
Przycisnąć C2. Dołączona do niego dioda LED będzie świecić, sąsiednia zgaśnie.

Wybór kroku większego
Przycisnąć C3. Dołączona do niego dioda LED będzie świecić, sąsiednia zgaśnie.

Wybór kroku jeszcze większego
Przycisnąć C2 i trzymając go, przycisnąć C3. Oba przyciski puścić. Dioda LED dołączona do C2 będzie migać, sąsiednia zgaśnie.



Rys. 5 Przykładowe zastosowanie syntezera pracującego w wersji 1 do odbiorników lub transceiverów z niską pośrednią częstotliwością, generatorów sygnałowych, wobulatorów

Wybór kroku największego
Przycisnąć C3 i trzymając go, przycisnąć C2. Oba przyciski puścić. Dioda LED dołączona do C3 będzie migać, sąsiednia zgaśnie.

Przestrajanie przyciskami
Przyciśnięcie B5 spowoduje zwiększanie częstotliwości wejściowej modułu syntezera, dodatkowe przyciśnięcie B4 zwiększy szybkość przestrajania w górę. Przyciśnięcie B4 spowoduje zmniejszanie częstotliwości wejściowej modułu syntezera, dodatkowe przyciśnięcie B5 zwiększy szybkość przestrajania w dół.

Przestrajanie gałką
Szybkie pokręcenie gałką spowoduje dwukrotne zwiększenie szybkości przestrajania. Tzn. krok 15 Hz zmieni się automatycznie na 30 Hz, 100 Hz na 200 Hz itp.

Funkcje

Zapis do pamięci
Przycisnąć F1 lub F2 lub F3 i trzymając przycisk wybranej pamięci, przycisnąć C3. Zwolnić C3 a następnie F1 lub F2 lub F3. Zapisu można dokonać na dowolnym podzakresie. Wybrana pamięć zapamiętuje aktualną częstotliwość nadawczą i odbiorczą.

Odczyt pamięci
Przycisnąć F1 lub F2 lub F3 i trzymając przycisk wybranej pamięci, przycisnąć C2. Zwolnić C2 a następnie F1 lub F2 lub F3. Odczytu pamięci można dokonać wyłącznie na podzakresie na którym została zapisana.

VFO B=A
Przycisnąć F4 i trzymając go, przycisnąć C2 lub C3. Zwolnić C2 lub C3 a następnie F4.

Aktualna częstotliwość nadawcza i odbiorcza zostaną zapisane do VFO B.

VFO A/B

Przycisnąć F5 i trzymając go, przycisnąć C2 lub C3. Zwolnić C2 lub C3 a następnie F5. Aktualna częstotliwość nadawcza i odbiorcza zostaną zapisane do VFO B, natomiast częstotliwości, które zapisane były w VFO B, uznane zostaną za aktualne.

CLR-RIT

Przycisnąć F6 i trzymając go, przycisnąć C2 lub C3. Zwolnić C2 lub C3 a następnie F6. Częstotliwość odbiorcza zostanie zrównana z nadawczą.

RIT

Przycisnąć F7 (nie przyciskać przy nadawaniu) i trzymając go przestrajać urządzenie. Będzie zmieniała się tylko częstotliwość odbiorcza. RIT można przestrajać w całym zakresie pracy syntezera. Jeśli przycisk F7 zostanie puszczony, dalsze przestrajanie spowoduje równoległą zmianę częstotliwości odbiorczej i nadawczej. Przy istnieniu różnicy między częstotliwością nadawczą i odbiorczą, dioda LED od sygnalizacji kroków, która aktualnie nie świeci, będzie rozbłyskiwać krótkimi impulsami a na wyświetlaczu LCD pojawi się litera „R".

Włączenie skanera częstotliwości

Przycisnąć F7 i trzymając go, przycisnąć C2 lub C3. Zwolnić C2 lub C3 a następnie F7. Operacji należy dokonać dość szybko. Po jego uruchomieniu VFO B=A. Skaner przeszukuje od częstotliwości VFO A do częstotliwości zapisanej w pamięci nr 3 (F3). Przed wyborem częstotliwości skanera należy wybrać krok skanowania.

Zatrzymanie skanera

Odbywa się automatycznie na 8 sekund po otrzymaniu impulsu 0 V na wejściu przełączania zakresów modułu. Np. z układu blokady szumów odbiornika. Wówczas włączą się obie diody LED.

Wyłączenie skanera

Odbywa się automatycznie po pojawieniu się napięcia U_TX.

Wobulator częstotliwości

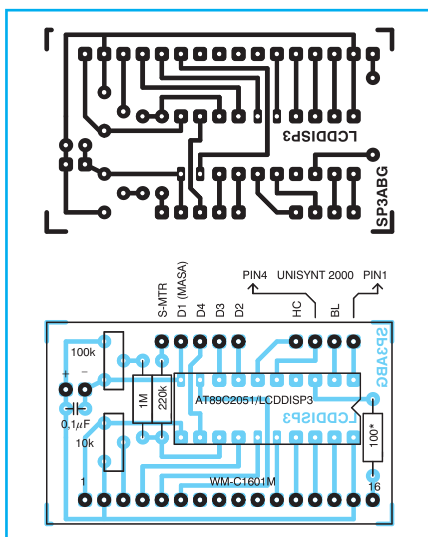
Wykorzystuje funkcję skanera. Podczas jego pracy, gdy częstotliwość skanera zrówna się z VFO A, mikrokontroler generuje na (w tym momencie wyjściu) B4 impuls synchronizacji oscyloskopu (logiczne 0). Na (w tym momencie wyjściu) B5, gdy częstotliwość skanera zrówna się z częstotliwością zapisaną w pamięci nr 1 (F1) lub nr.2 (F2), generuje impuls danego znacznika częstotliwości. Sygnałem znaczącym jest opadające zbocze impulsu. Wykorzystując duże lub małe kroki, można realizować wobulator dla filtrów szerokopasmowych. Wykorzystując małe kroki wobulator dla filtrów wąskopasmowych np. kwarcowych.

Uwaga: Jeśli wykorzystywane jest przestrajanie ręczne przy pomocy gałki, po uruchomieniu wobulatora należy gałkę ustawić w takiej pozycji, aby żaden z transoptorów nie zwierał wyjść znaczników i synchronizacji. To znaczy aby zaistniała synchronizacja a na ekranie oscyloskopu pojawiły się znaczniki.

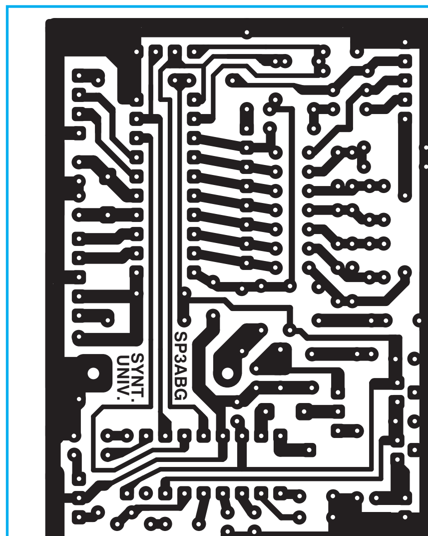
Uruchamianie syntezera

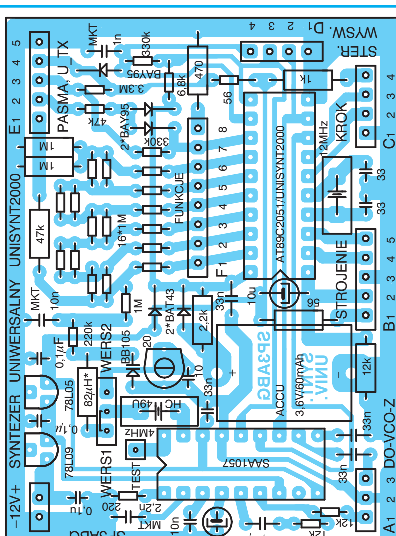
Po dołączeniu do modułu syntezera wybranych podzespołów i włączeniu zasilania można przystąpić do uruchamiania. Po prawidłowym zmontowaniu skala i LED-y powinny świecić. Zmiana napięcia na wejściu przełączania zakresów (E3) powinna powodować zmiany na wyświetlaczu. Wówczas należy:

1. Gałkę strojenia ustawić w takiej pozycji, aby na wyjściach transoptorów istniały logiczne jedynki. Jeśli przestrajanie ma odbywać się przyciskami, przyciski mają być zwolnione.
2. Przy pomocy potencjometru montażowego wieloobrotowego 100 kΩ przełącznika pasm ustalić napięcie pierwszego pasma tak, aby wskazania skali były stabilne a napięcie większe od 0 V.
3. Dokonać, zgodnie z instrukcją obsługi, wyboru wersji syntezera, sposobu przestrajania i bank kroków.
4. Jeśli syntezer przełączony jest na wersję drugą, należy częstotliwość wzorca ustawić przy pomocy trymera 20 pF na dokładnie 4 MHz. Pomiaru należy dokonywać na 17-tej nóżce SAA 1057 za pośrednictwem sondy pomiarowej o minimalnej pojemności wejściowej, i wzmocnieniu pozwalającym na współpracę z posiadanym częstościomierzem.
5. Do wyjścia A1 dołączyć napięcie 5 V, do wejścia A3 częstościomierz.
6. Regulując cewką VCO, ustawić jego częstotliwość na zbliżoną do żądanej. Np. 5.500 kHz.
7. Do wyjścia A1 zamiast w/w. napięcia 5 V dołączyć woltomierz o dużej oporności wewnętrznej lub oscyloskop.
8. Stosując duże kroki syntezera, przestrajać go tak, aby napięcie na wyjściu A1 uzyskało wartość około 5 V. Nastąpi ustabilizowanie wskazań częstościomierza.
9. Dołączyć do wyjścia E1 woltomierz. Stosując najmniejsze kroki syntezera, doprowadzić napięcie na tym wyjściu do 0 V. Zanotować wskazanie częstościomierza z dokładnością do pojedynczych Hz.



Rys. 8 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów wyświetlacza LCD





Rys. 7 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów syntezera UNISYNT 2000

10. Przestroić syntezer o jeden krok, w kierunku niższych częstotliwości. Napięcie na wyjściu E1 uzyska największą wartość.
11. Regulując potencjometrem montażowym korekcji małych kroków 1 MΩ, ustawić wskazanie częstościomierza na mniejsze o 15 Hz od zanotowanego. W przypadku wersji pierwszej syntezera, jeśli okaże się to niemożliwe, należy zwiększyć cewkę 82 μH dołączoną do rezonatora 4 MHz. Wstępna wartość tej indukcyjności oszacowana została na podstawie zbadania działania syntezera przy stosowaniu rezonatorów kilku wytwórców.
12. Przestrajając syntezer, ustawić częstotliwość VCO np. na 5.500,0 kHz.
13. Zgodnie z instrukcją obsługi, ustawić wstępne wskazania skali.
14. Na zakończenie, przestrajając syntezer, skorygować ustawienie cewki VCO tak, aby syntezer działał prawidłowo w pełnym wymaganym zakresie częstotliwości.
15. Po przełączeniu syntezera na następny zakres, wykonać czynności od punktu nr 5 do 15.

W przypadku pracy syntezera w wersji drugiej, nastawy małych kroków korygować już nie należy.

Uwagi różne

1. W celu uniknięcia przykrych niespodzianek (szczególnie w urządzeniach nadawczych), VCO należy zamknąć w oddzielnej ekranującej puszce. Syntezer i płytkę czołową ze skalą, gałką i przyciskami należy (szczególnie w urządzeniach odbiorczych o dużej czułości) dobrze odekranować od reszty urządzenia oraz zastosować przedstawiony sposób dołączenia VCO do syntezera, bez łączenia ich mas (rys.). Ze względu na dużą czułość wejścia w.cz. syntezera transformator TR1 nie jest krytyczny. Ważne aby jego uzwojenia były możliwie oddalone od siebie. Dioda krzemowa dołączona do cewki VCO zapewnia odpowiedni poziom sygnału w.cz. dla diody pojemnościowej. Ten efekt można uzyskać również przez obniżenie napięcia zasilania VCO. Oczywiście możliwe są prostsze rozwiązania, ale wymagają one indywidualnego podejścia do zagadnień zależnie od konstrukcji układu w którym ma być zastosowany syntezer i wymagają dużego doświadczenia konstruktora.
2. Na rysunku przedstawiony jest prosty sposób uzyskania sygnału U_TX. Możliwe są inne rozwiązania. Ważne aby zbocza tego sygnału nie były opóźniane przez dodatkowe kondensatory. Uwaga ta dotyczy również stromości zboczy sygnału „STOP-SKANER” z układu blokady szumu.
3. Zasilanie syntezera najlepiej doprowadzić dwoma przewodami (masa i +) bezpośrednio z głównego punktu zasilania.
4. Przed dołączeniem VCO do syntezera, należy sprawdzić prawidłowość jego współpracy z całym urządzeniem, przestrajając je próbnie przy pomocy potencjometru. Dopiero wówczas, gdy jedynym problemem stanie się brak stabilności częstotliwości, można dołączyć do VCO syntezer i włączyć jego zasilanie.
5. Jeśli np. częstotliwość pośrednia urządzenia równa jest 12 MHz, można rezonator mikrokontrolera 12 MHz zmienić na inny z zakresu 11÷13 MHz, bez zauważalnych zmian jego pracy.
6. Na przykładowych schematach rozwiązań heterodyn przedstawione są również sposoby sterowania diod pojemnościowych zależnie od kierunku zmian częstotliwości wejściowej modułu syntezera w stosunku do zmian częstotliwości generatorów.
7. Zastosowany wyświetlacz LCD wymaga zastosowania płyty czołowej pochylonej pod kątem ok. 45 stopni. Można tu zastosować wiele innych wyświetlaczy LCD dostępnych na rynku. Dostępne są wyświetlacze przeznaczone do oglądania pod różnym kątem, wyświetlacze z i bez podświetlania oraz o różnym kolorze tła. Najważniejsze aby był to wyświetlacz 1×16 znakowy ze sterownikiem HD 44780 lub jego odpowiednikiem.
8. W przypadku zastosowania innego wyświetlacza LCD należy podczas podłączania kierować się nie numerami wyprowadzeń a ich nazwami. Oznaczenia wyprowadzeń wyświetlacza WM-C1601m. są następujące: 1-VSS, 2-VDD, 3-V0, 4-RS, 5-R/W, 6-E, 7-DB0, 8-DB1, 9-DB2, 10-DB3, 11-DB4, 12-DB5, 13-DB6, 14-DB7, 15-LED(+), 16-LED(-)
9. Między wyjściem a masą układu, z którego steruje się wejście S-mtra skali LCD, należy dołączyć potencjometr montażowy 10 kΩ, do wyregulowania maksymalnych wskazań S-mtra. Będzie on również domykał do masy prąd wejścia S-mtra.
10. W warunkach amatorskich, mechanizm gałki najłatwiej wykonać wykorzystując konstrukcję potencjometru. W tym przypadku należy zlikwidować ślizgacz potencjometru, zapewniając możliwość ciągłego obracania gałki. Tarczę kodową można zrealizować przez wykonanie kliszy fotograficznej, lub zrobienie kserokopii na folii rysunku tarczy zamieszczonego w PE 4/98 (rys. 5) w artykule pt. „Elektroniczny potencjometr wieloobrotowy”. Pola białe tarczy mają być przeźroczyste. Następnie kliszę należy zabezpieczyć przez jej zalaminowanie (tak jak laminuje się dokumenty). Tarcza może mieć mniejszą średnicę np. 3 cm. W przypadku braku oryginalnych transoptorów szczelinowych, można je wykonać stosując oddzielne płaskie diody LED i płaskie fototranzystory. Takie transoptory będą reagować na światło zewnętrzne. Dlatego może pojawić się konieczność dołączenia dodatkowo między B4 i nóżką 20 mikrokontrolera oraz B5 i tą nóżkę rezystorów podciągających około 6,8 kΩ.

Nieco inaczej niż zawsze płytki drukowane i zaprogramowane układy, oraz zmontowane syntezery można zamawiać u autora artykułu.

Ceny:	płytka syntezera	– 15,00 zł
	UNISYNT	– 60,00 zł
	LCDDISP3	– 40,00 zł
	SYNTEZER	– 190 zł
	+ koszty wysyłki.	

◊ ***Piotr Krzyżanowski (SP3ABG), tel. 068-3258146, e-mail sp3abg@polbo.com***

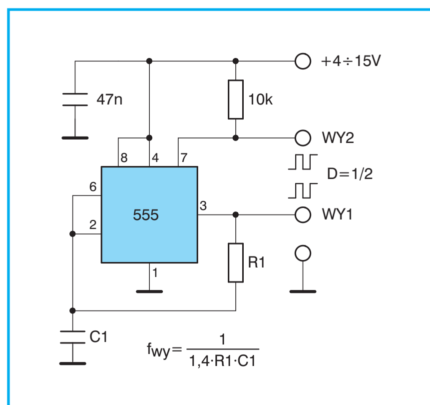
Przykładowe wykorzystanie wskazań

00000,0÷29999,9	– zakres długo, średnio i krótkofalowy
30000,0÷39999,9	– zakres 430000,0÷439999,9 MHz
40000,0÷49999,9	– zakres 140000,0÷149999,9 MHz
50000,0÷59999,9	– zakres 50000,0÷59999,9 MHz
60000,0÷69999,9	– zakres 1260000,0÷1269999,9 MHz
70000,0÷79999,9	– zakres 1270000,0÷1279999,9 MHz
80000,0÷89999,9	– zakres 1280000,0÷1289999,9 MHz
90000,0÷99999,9	– zakres 1290000,0÷1299999,9 MHz

Nietypowy układ pracy generatora 555

Uniwersalny układ czasowy 555 powstał na początku lat siedemdziesiątych. Genialna wręcz konstrukcja tego układu sprawiła, że w dobie mikroprocesorów jest on w dalszym ciągu bardzo popularny i chętnie stosowany w wielu konstrukcjach profesjonalnych i amatorskich. W Katalogu Praktycznego Elektronika (PE 5/2000) zamieszczono podstawowe aplikacje tajmera 555. Oprócz rozwiązań klasycznych umieszczono także przykłady generatorów o różnym wypełnieniu przebiegu wyjściowego. Zabrakło tam według mnie jednego bardzo ważnego układu pracy tej popularnej „kości".

Jak wiadomo w podstawowej aplikacji generator astabilny zbudowany w oparciu o układ 555 wytwarza przebieg prostokątny o wypełnieniu większym od 50%. Oznacza to że czas trwania stanu wysokiego na wyjściu generatora jest zawsze większy od czasu trwania stanu niskiego. Znane są konfiguracje układowe pozwalające na uzyskanie przebiegu o wypełnieniu mniejszym niż 50%. Często jednak wymagany jest przebieg o wypełnieniu dokładnie 50%.



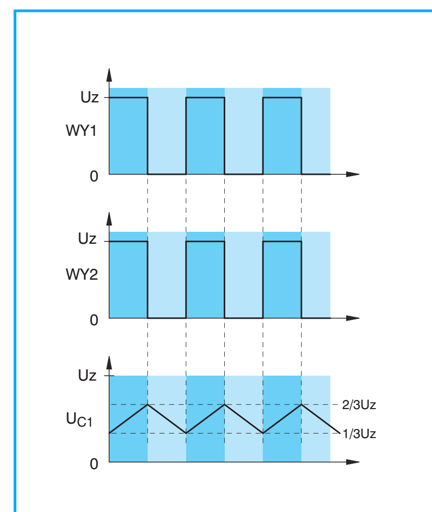
Rys. 1 Schemat generatora o wypełnieniu przebiegu wyjściowego 50%

Generator taki można zbudować bardzo prosto stosując tylko dwa elementy: rezystor i kondensator (rys. 1). W układzie tym kondensator C1 jest ładowany prądem płynącym przez rezystor R1 w czasie trwania wysokiego stanu na wyjściu tajmera 555. W chwili gdy napięcie na kondensatorze osiągnie wartość równą 2/3 napięcia zasilania wyjście zmienia swój stan na niski i kondensator zaczyna się rozładowywać przez ten sam rezystor R1. Proces rozładowywania trwa aż do chwili spadku napięcia na kondensatorze C1 do wartości 1/3 napięcia zasilania. Progi przełączania wewnętrznych komparatorów określone są rezystorami umieszczonymi w układzie 555. Ponieważ ładowanie i rozładowywanie kondensatora C1 odbywa się przez ten sam rezystor wypełnienie przebiegu wynosi dokładnie 50%, bez wzgledu na wartości stosowanych elementów.

Częstotliwość pracy takiego generatora określa wzór:

$$f\,[Hz] = \frac{1}{1{,}44 \cdot R1\,[\Omega] \cdot C1\,[F]}$$

Układ posiada dwa wyjścia dostarczające przebieg w zgodnej fazie. Jedno z nich to wyjście podstawowe WY1 (nóżka 3) wyposażone w stopień przeciwsobny, umożliwiający dostarczanie lub pobieranie prądu o wartości do 200 mA. Natomiast drugie wyjście WY2 (nóżka 7) tworzy tranzystor, który w normalnej konfiguracji rozładowuje kondensator. Jest to wyjście typu otwarty kolektor. Przebiegi napięć w generatorze przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2 Przebiegi w generatorze 555

Przedstawiony układ generatora można stosować zarówno dla tajmerów bipolarnych jak i tajmerów w wersji CMOS. Zakres częstotliwości pracy jest praktycznie taki sam jak w przypadku aplikacji klasycznych. Dla generacji bardzo niskich częstotliwości można także stosować kondensatory elektrolityczne. W takim wypadku okładkę ujemną kondensatora łączy się z masą. Nóżka 5 układu może zostać zablokowana kondensatorem 10÷47 nF lecz nie jest to niezbędne.

◊ *Andrzej Polowczyk*

Głośniki i obudowy – obudowa z otworem

Popularnie nazywana także obudową rezonansową lub „basreflex". Poprawia odtwarzanie niskich tonów nieco tracąc na dynamice. Opis przedstawia zasadę funkcjonowania, wzory obliczeniowe wraz z przykładem oraz możliwości dostrojenia.

Mechanika i fizyka obudowy rezonansowej

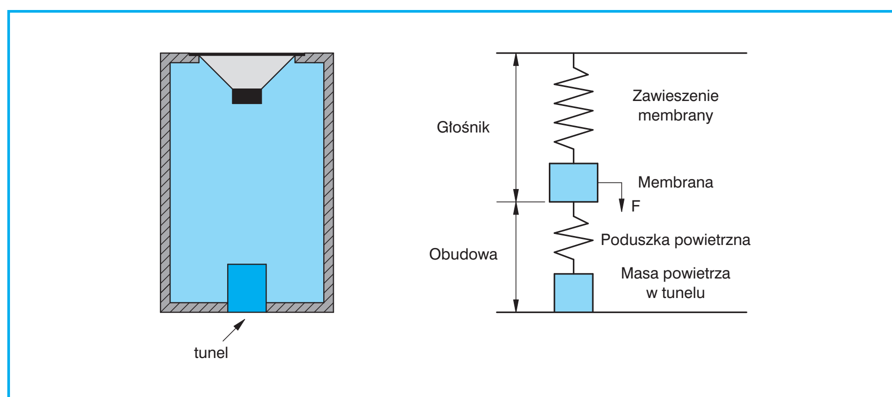
Ujemną cechą obudowy zamkniętej jest niewykorzystywanie energii promieniowanej przez tylną stronę membrany. Odizolowuje się obie strony membrany aby uzyskać lepsze odtwarzanie niskich częstotliwości. Okazuje się, że częściowe otwarcie obudowy pozwala na wykorzystanie tej energii, dodatkowo wprowadzając efekt rezonansowy wnętrza obudowy. Niespodziewanie daje to dalszą poprawę odtwarzania niskich częstotliwości.

Obudowa zostaje wyposażona w jeden lub dwa otwory o przekroju kołowym lub prostokątnym. Otwory te najczęściej są wydłużane w formie tunelu (rury). Istotna jest długość tunelu ponieważ wraz z przekrojem określa objętość a tym samym masę powietrza biorącą udział w wytwarzaniu fali akustycznej przez otwór. Właściwości rezonansowe takiej obudowy są znane z fizyki jako tzw. rezonator Helmholtza.

Tylna strona membrany zostaje sprzężona za pośrednictwem poduszki powietrza wewnątrz obudowy z masą powietrza znajdującą się w tunelu. Drgający układ głośnika zostaje połączony z drgającym systemem obudowy (rezonatorem). Ilustruje to rysunek 1.

Siła F wynikająca z mocy dostarczonej do głośnika ze wzmacniacza pobudza układ do drgań. Układ ten zachowuje się w różny sposób wraz ze zmianą częstotliwości odtwarzanego sygnału. Rozpatrzymy trzy skrajne przypadki:

1. Przy wysokich częstotliwościach ruch membrany jest minimalny i poduszka powietrzna nie pobudza do ruchu masy powietrza w tunelu. Układ zachowuje się wtedy jak obudowa zamknięta. Obie strony membrany są od siebie odizolowane.
2. Przy zmniejszaniu częstotliwości następuje pobudzenie masy powietrza w tunelu do drgań. Przy pewnej częstotliwości następuje znaczny wzrost przemieszczania się masy powietrza w tunelu w odniesieniu do ruchów membrany. Co jest najistotniejsze to kierunek przemieszczania się masy powietrza w tunelu i membrany jest taki sam. Wychyleniu membrany na zewnątrz obudowy odpowiada przemieszczenie masy powietrza także na zewnątrz. To jest właśnie efekt rezonansowy objawiający się „wzmocnieniem" odtwarzanego sygnału (niskich częstotliwości) przy stosunkowo małych wychyleniach membrany. Częstotliwość ta nazywana jest rezonansową i oznaczana jest jako f_b
3. Dalsze zmniejszanie częstotliwości powoduje, że membrana i masa powietrza zaczynają się przemieszczać w kierunkach przeciwnych. Membrana na zewnątrz a powietrze w tunelu do wewnątrz obudowy. Powoduje to znoszenie się ciśnień akustycznych wytwarzanych przez membranę i otwór oraz strome opadanie charakterystyki częstotliwościowej.



Rys. 1 Mechanika obudowy z otworem

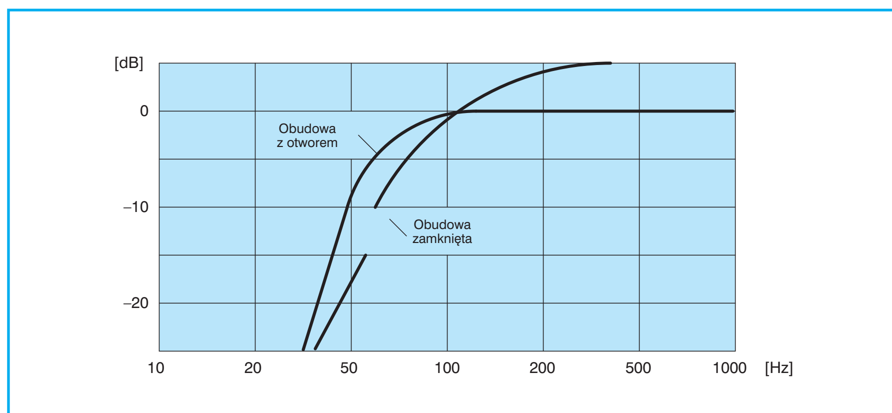
Jak już zauważyliśmy przy zmianach częstotliwości odtwarzanego sygnału zmienia się faza fali promieniowanej przez otwór. W przypadku rezonansu jej kierunek jest zgodny z falą promieniowaną przez przednią część membrany i następuje sumowanie obu energii. Można uzyskać wzrost promieniowanej energii nawet do 6 dB (2×) w odniesieniu do obudowy zamkniętej. Pozwala to na rozszerzenie zakresu odtwarzania niskich częstotliwości i wyeliminowanie dość przykrego podnoszenia częstotliwości rezonansowej głośnika w obudowie zamkniętej. Porównanie charakterystyk częstotliwościowych tego samego głośnika w obudowach zamkniętej i rezonansowej umożliwia rysunek 2.

Obliczanie obudowy rezonansowej

Także i teraz przydadzą się poznane już wcześniej parametry głośników opracowane przez australijskich fizyków Thiele i Small'a. Na podstawie znajomości parametrów głośnika określimy wymiary obudowy i tunelu. Konkretnie obliczymy:
– objętość obudowy V_b [l],
– przekrój tunelu S_v [cm^2],

Tabela 1 – Obudowa mała (<40 l), Q_l=5

Q_{ts}	a	b	h
0,25	5,16	2,02	1,53
0,26	4,23	1,84	1,47
0,27	3,85	1,76	1,42
0,28	3,50	1,68	1,37
0,29	3,18	1,61	1,33
0,30	2,90	1,54	1,29
0,31	2,65	1,47	1,25
0,32	2,42	1,41	1,21
0,33	2,16	1,35	1,18
0,34	2,01	1,29	1,15
0,35	1,83	1,24	1,12
0,36	1,67	1,19	1,09
0,37	1,52	1,13	1,07
0,38	1,38	1,08	1,04
0,39	1,26	1,04	1,02
0,40	1,14	0,99	1,00
0,41	1,03	0,95	0,97
0,42	0,94	0,91	0,95
0,43	0,86	0,87	0,93
0,44	0,78	0,84	0,91



Rys. 2 Charakterystyki częstotliwościowe obudowy zamkniętej i rezonansowej

– długość tunelu L_v [cm],
– częstotliwość graniczną f_b [Hz].
Niezbędna do tego celu jest znajomość następujących parametrów głośnika:
– częstotliwość rezonansowa f_s [Hz],
– dobroć wypadkowa Q_{ts},
– objętość zastępcza V_{as} [l].

Głośnik przeznaczony do zastosowania w obudowie rezonansowej powinien mieć dobroć wypadkową mieszczącą się w granicach od 0,25 do 0,44. Pomocniczym parametrem przy określaniu współczynników wymaganych do obliczeń jest współczynnik strat obudowy Q_l. Wartość tego współczynnika przyjmuje się w zależności od przewidywanej objętości obudowy. Dla małych obudów o objętości mniejszej od 40 l współczynnik ten powinien wynosić 5. Dla obudów średnich (40÷100 l) współczynnik wynosi 7. Dla obudów dużych o objętości większej od 100 l przyjmuje się wartość 10.

Mając współczynnik strat obudowy i dobroć wypadkową głośnika można korzystając z podanych niżej tabel określić współczynniki a, b, h niezbędne do dalszych obliczeń.

Wstępnie wielkość obudowy można oszacować na podstawie objętości zastępczej głośnika V_{as}. Do obliczenia objętości obudowy, należy na podstawie znajomości dobroci wypadkowej głośnika Q_{ts}, znaleźć współczynnik a z odpowiedniej tabeli. Dobroć wypadkowa głośnika określa wiersz w tabeli, gdzie znajdziemy parametry pomocnicze a, b i h. Wymaganą objętość obudowy obliczymy z niżej podanego wzoru:

Tabela 2 – Obudowa średnia (40÷100 l), Q_l=7

Q_{ts}	a	b	h
0,25	4,58	1,97	1,56
0,26	4,15	1,88	1,51
0,27	3,77	1,79	1,45
0,28	3,43	1,72	1,40
0,29	3,12	1,64	1,36
0,30	2,85	1,57	1,31
0,31	2,59	1,51	1,27
0,32	2,37	1,44	1,24
0,33	2,16	1,38	1,20
0,34	1,97	1,33	1,17
0,35	1,80	1,27	1,14
0,36	1,64	1,22	1,11
0,37	1,49	1,17	1,09
0,38	1,36	1,12	1,06
0,39	1,23	1.07	1,03
0,40	1,11	1,02	1,01
0,41	1,01	0,98	0,99
0,42	0,91	0,94	0,97
0,43	0,83	0,90	0,94
0,44	0,75	0,87	0,92

Tabela 3 – Obudowa duża (>100 l), Q_l=10

Q_{ts}	a	b	h
0,25	4,58	1,97	1,56
0,26	4,15	1,88	1,51
0,27	3,77	1,79	1,45
0,28	3,43	1,72	1,40
0,29	3,12	1,64	1,36
0,30	2,85	1,57	1,31
0,31	2,59	1,51	1,27
0,32	2,37	1,44	1,24
0,33	2,16	1,38	1,20
0,34	1,97	1,33	1,17
0,35	1,80	1,27	1,14
0,36	1,64	1,22	1,11
0,37	1,49	1,17	1,09
0,38	1,36	1,12	1,06
0,39	1,23	1.07	1,03
0,40	1,11	1,02	1,01
0,41	1,01	0,98	0,99
0,42	0,91	0,94	0,97
0,43	0,83	0,90	0,94
0,44	0,75	0,87	0,92

$$V_b = \frac{V_{as}}{a}$$

Jeśli obliczona objętość przekroczy zakładane granice trzeba zmienić tabelkę i ponownie znaleźć parametry pomocnicze a następnie obliczyć właściwą objętość obudowy.

Teraz musimy znaleźć wymiary tunelu tzn. jego przekrój i długość. Tunel jest rurą o przekroju kołowym lub prostokątnym wyprowadzoną na jednej ze ścianek obudowy. Najczęściej wykorzystuje się do wyprowadzenia tunelu ścianki przednią lub tylną.

Wewnętrzny przekrój tunelu S_v dobieramy ze względu na konieczność przeniesienia odpowiednio dużej energii promieniowanej przez tylną część membrany. Zbyt mały przekrój może stać się przyczyną niepożądanych szmerów i zakłóceń odtwarzanych dźwięków. W określeniu minimalnego przekroju tunelu pomoże Tabela 4. W tabeli tej minimalny przekrój jest uzależniony od zewnętrznego wymiaru obudowy głośnika D_g. Jednocześnie w tabeli podano średnicę tunelu o przekroju kołowym D_v.

Tabela 4 – Minimalny przekrój tunelu

D_g [mm]	$S^{v\ min}$ [cm^2]	D_v [cm]
80	5	2,5
140	16	4,5
180	33	6,5
210	40	7,0
250	50	8,0
300	79	10,0

Należy wybrać nieco większy przekrój tunelu niż to wynika bezpośrednio z tabeli.

Do obliczenia długości tunelu służy bardzo skomplikowany wzór, wykorzystujący parametr pomocniczy h.

$$L_v = \frac{30000 \cdot S_v}{V_b \cdot (h \cdot f_s)^2} - 0{,}82 \cdot \sqrt{S_v}$$

S_v należy podstawić w [cm²], V_b w [l] a f_s w [Hz]. Zmieniając długość tunelu w niewielkim zakresie można dokonać tzw. strojenia obudowy tzn. modyfikować charakterystykę częstotliwościową głośnika w obudowie dla niskich częstotliwości.

Za pomocą kolejnego ale już bardzo prostego wzoru obliczymy częstotliwość graniczną f_b głośnika w obudowie z otworem. Poniżej tej częstotliwości charakterystyka częstotliwościowa szybko opada. Jej stromość jest dużo większa jak dla głośnika w obudowie zamkniętej.

$$f_b = f_s \cdot b$$

Zaletą obudowy basreflex jest dużo mniejszy wzrost częstotliwości granicznej w odniesieniu do wzrostu częstotliwości rezonansowej głośnika w obudowie zamkniętej.

Przykład obliczenia obudowy z otworem

Suche wzory najczęściej wywołują gęsią skórkę u czytelników, dlatego poprzemy je konkretnym przykładem. Wykorzystamy parametry głośnika GDN 13/50 produkowanego przez TONSIL. Parametry te są następujące:
Q_{ts} = 0,32;
V_{as} = 11 l;
f_s = 51 Hz.

Zakładając małą obudowę z Tabeli 1 znajdujemy parametry pomocnicze a, b, h dla dobroci wypadkowej 0,32:
a = 2,42;
b = 1,41;
h = 1,21

Obliczamy teraz objętość obudowy.

$$V_b = \frac{11}{2,42} = 8,58\ l \approx 8,6\ l$$

Przekrój tunelu określimy korzystając z Tabeli 4. Ponieważ średnica zewnętrzna głośnika jest zbliżona do 140 mm, przekrój tunelu powinien wynosić co najmniej 16 cm^2. Odpowiada to rurze o średnicy 4,5÷5 cm. Teraz korzystając ze „strasznego” wzoru obliczymy długość tunelu.

$$L_v = \frac{30000 \cdot 16}{8,6 \cdot (1,21 \cdot 51)^2} - 0,82 \cdot \sqrt{16} =$$

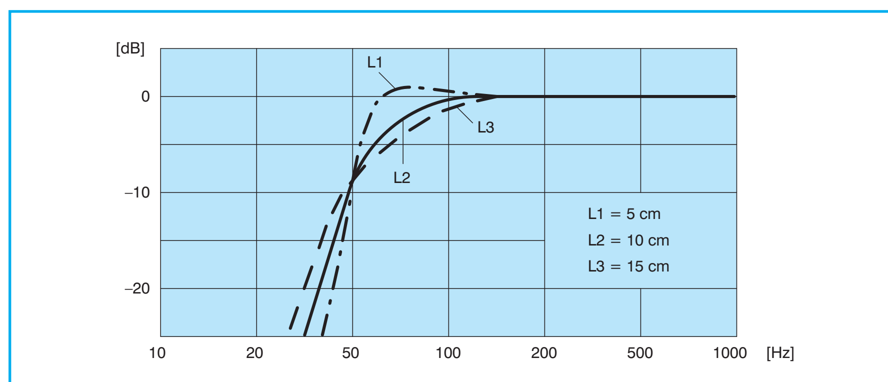
$$= \frac{480000}{8,6 \cdot 3808} - 0,82 \cdot 4 = \frac{48000}{32750} - 3,28 =$$

$$= 14,66 - 3,28 = 11,38 \approx 11,4\ cm$$

Aż się spociłem a kalkulator zagrzał. Wynik na szczęście jest dość prawdopodobny. Pozostała jeszcze do obliczenia częstotliwość graniczna.

$$F_b = 51 \cdot 1,41 = 71,91 \approx 72\ Hz$$

Mam nadzieję, że gimnastyka rachunkowa nikomu nie zaszkodziła. Można zamiast żmudnych obliczeń skorzystać z odpowiedniego programu komputerowego. Po podstawieniu parametrów głośnika uzyskuje się wyniki łącznie z charakterystyką częstotliwościową. Modyfikując parametry natychmiastowo widzi się na ekranie monitora efekty zmian. Jednak i tutaj trzeba zejść do praktyki, czyli wykonać obudowę i odsłuchowo sprawdzić poprawność dźwięku. Ewentualnie można dostroić tunel przez zmianę jego długości.



Rys. 3 Wpływ długości tunelu

Wykonanie i strojenie

Odnośnie materiałów i ogólnych zasad obowiązują te same wskazówki jak dla obudowy zamkniętej. Tunel może być wykonany jako rura z tworzywa sztucznego np. PCV. Przy próbach może być zwinięty z grubego kartonu i sklejony. Często tunel wykonuje się jako szczelinę w obudowie i przedłuża ścianką z materiału tego samego co i obudowa.

Otwór na przedniej ściance – czy tylnej? Najpraktyczniejsze jest umieszczenie go na ściance przedniej. Mogą wtedy być słyszane szumy przepływającego nim powietrza. Umieszczenie otworu na ściance tylnej może być spowodowane względami estetycznymi lub brakiem miejsca na ściance przedniej. Rozwiązanie to zmniejsza możliwość słyszenia szumów powietrza. Wymagane jest wtedy odsunięcie głośnika w obudowie od ściany znajdującej się za głośnikiem. Głośnik taki powinien być umieszczony na podstawce. Jedynie w przypadku subwoofera wskazane jest umieszczenie na podłodze.

Obudowa powinna być szczelnie sklejona, jak i uszczelnione powinny być miejsca styku z głośnikiem czy gniazdem. Przy dużych mocach głośników niskotonowych i większych wymiarach obudowy wskazane jest stosowanie wewnętrznych użebrowań zwiększających sztywność obudowy. Przy odtwarzaniu niskich częstotliwości nie powinno się wyczuwać wibracji ścianek obudowy. Jeśli w tej samej obudowie montowane są głośniki wysokotonowe także powinny być szczelne i szczelnie zamontowane. Głośnik średniotonowy powinien znajdować się w oddzielnej komorze. Obudowa powinna być wyłożona materiałem tłumiącym, a przynajmniej jej ścianki. Otwór wewnętrzny tunelu powinien być odsłonięty.

Kilkakrotnie wspominałem o strojeniu tunelu. Czas aby wyjaśnić na czym ono polega. Zmieniając w niewielkim zakresie długość tunelu można modyfikować charakterystykę częstotliwościową głośnika w obudowie. Prezentuje to rysunek 3.

Na przykładowym wykresie nominalna długość tunelu (obliczona) wynosi 10 cm. Zmniejszenie tej długości powoduje uwypuklenie niskich częstotliwości i jednocześnie szybkie opadanie charakterystyki częstotliwościowej. Pogarszają się właściwości impulsowe, bas staje się rozlazły i buczący. Wydłużenie tunelu zmniejsza natężenie niskich tonów, ale poprawiają się właściwości impulsowe – dynamika basów jest lepsza. Wybór należy do konstruktora i użytkownika, a modyfikacje te pozwalają na dostosowanie właściwości głośnika w obudowie do właściwości pomieszczenia.

Przedstawione rozważania dotyczyły głośników niskotonowych i ich obudów. Wspólnie poznaliśmy warunki prawidłowego odtwarzania basów i maksymalnego wykorzystania głośnika w tym zakresie. Podobne zasady obowiązują przy odtwarzaniu średnich tonów, chociaż głośniki pracują tu zazwyczaj dużo powyżej częstotliwości rezonansowej i dobór obudowy nie jest aż tak krytyczny. Głośniki wysokotonowe zwykle już są fabrycznie montowane w szczelnej obudowie zamkniętej. Dlatego o rodzaju obudowy i jej rozmiarach decydują parametry odtwarzania niskich częstotliwości i parametry głośnika niskotonowego.

◊ **R.K.**

Elektroniczna kostka do gry

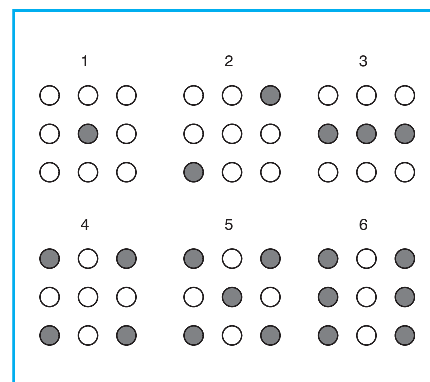
Mamy już wakacje i wielu z Czytelników najprawdopodobniej nie będzie zajmować się realizacją poważniejszych projektów elektronicznych. Latem zdarzają się jednak dni pochmurne, zimne i deszczowe. W ich wykrywaniu pomoże publikowany na stronie 4 barometr cyfrowy. Co jednak robić w takie ponure dni. Można grać w różnego rodzaju gry planszowe, a jak gry to i kostka. Jaka? Oczywiście elektroniczna.

Nie ma na świecie pisma elektronicznego, które nie opublikowałoby w swojej historii kostki do gry. W Praktycznym Elektroniku nie natknąłem się na tego typu układ (przyp. Red w PE 8/99 była opublikowana kostka do gry z układem PAL) . Dlatego też wysłałem do Was droga Redakcji mój pomysł na kostkę. Jeżeli się Wam spodoba to opublikujcie go.

Klasyczna kostka do gry to swego rodzaju generator liczb losowych z przedziału 1 do 6. Kostką rządzi pewna reguła suma oczek na przeciwległych ściankach powinna wynosić 7. W elektronicznej kostce nie ma ścianek, choć układ oczek jest identyczny z tym jaki znamy ze zwykłej kostki (rys. 1). Oczka zastąpione są diodami LED. Funkcję generatora liczb losowych spełnia w dalszym ciągu człowiek.

W stanie spoczynkowym pole składające się z siedmiu diod wyświetla wynik poprzedniego rzutu kostką. Generator US1 jest zatrzymany, gdyż jego nóżka zerująca jest połączona z masą przez rezystor R3. Naciśniecie włącznika WŁ1 powoduje uruchomienie generatora wytwarzającego impulsy prostokątne o częstotliwości ok. 20 kHz. Impulsy te są zliczane przez licznik US2. Tak duża częstotliwość generatora wynika z konieczności zachowania losowości. Nawet bardzo się starając nie jesteśmy w stanie określić czasu trzymania wciśnietego włącznika WŁ1 z dokładnością do 0,05 ms, gdyż tyle trwa okres przebiegu. Zatem liczba zliczonych impulsów będzie naprawdę losowa. Zwolnienie wyłącznika WŁ1 spowoduje zatrzymanie się generatora i wyświetlenie wyniku.

Układ licznika wraz z bramkami US3 tworzą dekoder 1 z 6, który steruje zapalaniem się diod. Cykl zliczający licznika skrócono do 6. Zastosowano tu sprzężenie zwrotne generujące impuls dodatni wpisujący stan wejść równoległych licznika J1÷J4. Dzięki temu licznik pracuje w obrębie cyfr 7÷12. Osiągnięcie wartości 13 przez licznik powoduje pojawienie się jedynki logicznej na anodach diod D1÷D3 (iloczyn logiczny) która doprowadzona do wejścia PE (nóżka 1 US2) sterującego wpisem równoległym wymusza wpisanie stanów doprowadzonych do wejść J1÷J4. Stany te odpowiadają liczbie 7.



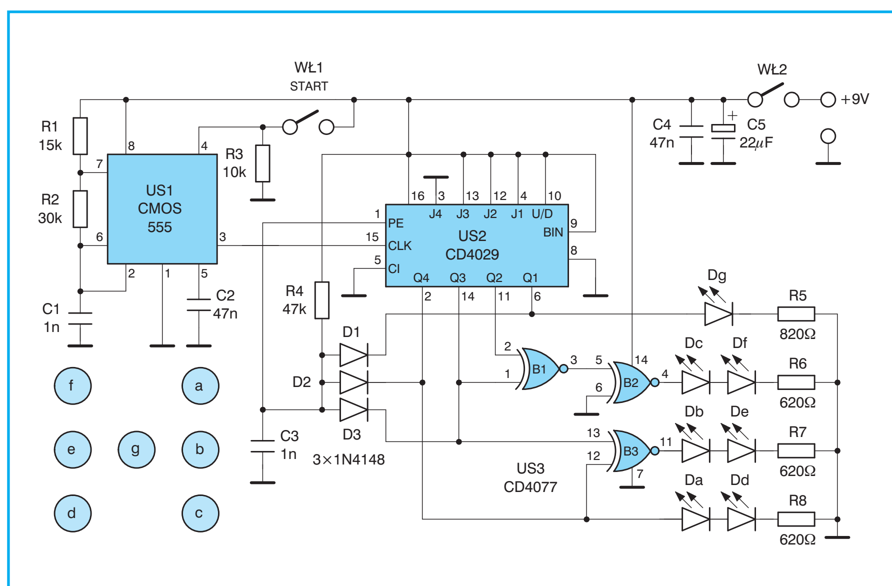
Rys. 1 układ oczek na kostce do gry

Dlaczego wybrałem obszar pracy licznika? Spowodowane to jest tym, że te stany jest stosunkowo łatwo zdekodować w taki sposób aby zapalać kolejne kombinacje diod odpowiadające cyfrom 1÷6 na wyświetlaczu kostki.

W czasie pracy generatora wskazania wyświetlacza nie są wygaszane. Duża częstotliwość pracy sprawia, że dla oka zapalone są wszystkie diody równocześnie. Ze względu na to że niektóre diody zapalane są rzadziej niż inne w trakcie pracy generatora diody będą świeciły z różną jasnością.

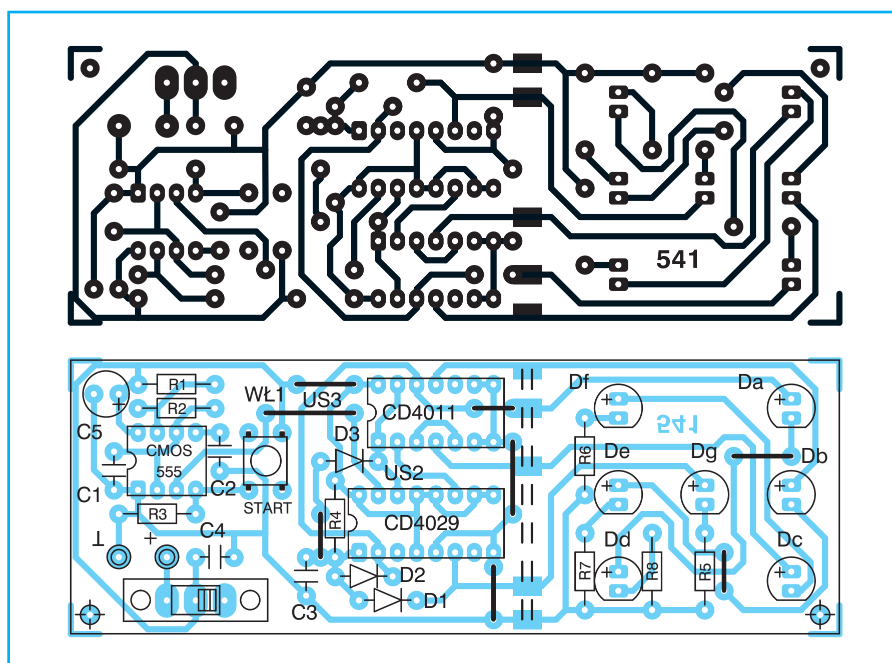
Układ mieści się na niewielkiej płytce drukowanej. Część płytki z diodami można odciąć i umieścić w dowolnym miejscu wykonując połączenia przewodami. Układ nie wymaga stabilizowanego napięcia zasilania. Pracuje on poprawnie w przedziale napięć zasilających od 5 V do 15 V. Przy niższych wartościach napięcia należy zmniejszyć wartości rezystorów R5÷R8 ograniczających prąd płynący przez diody LED. Wygodne może okazać się stosowanie małej baterii 9 V typu 6F22.

Poprawnie zmontowane urządzenie nie wymaga żadnego uruchamiania i zaczyna działać od razu po włączeniu zasilania. Dlatego zabawkę polecam wszystkim początkującym elektronikom.



Rys. 2 Schemat ideowy elektronicznej kostki do gry

Wykaz elementów	
Półprzewodniki	
US1	**– 555 CMOS**
US2	**– CD 4029**
US3	**– CD 4077**
D1÷D3	**– 1N4148**
D1÷D7	**– LED**
Rezystory	
R6÷R8	**– 620 Ω/0,125 W**
R5	**– 820 Ω/0,125 W**



Rys. 3 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

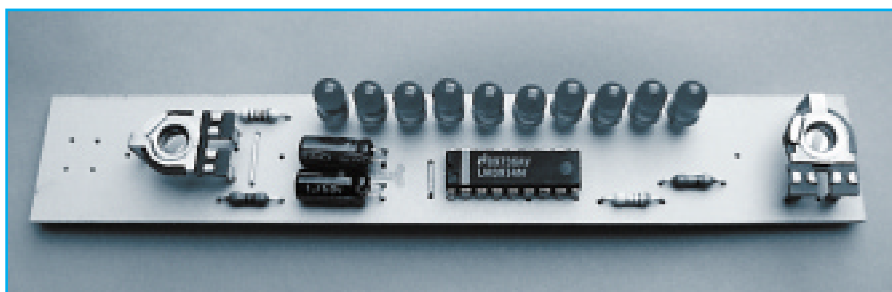
Wykaz elementów cd.	
Rezystory cd.	
R1, R3	– 10 kΩ/0,125 W
R2	– 30 kΩ/0,125 W
R4	– 47 kΩ/0,125 W
Kondensatory	
C1, C3	– 1 nF/50 V ceramiczny
C2, C4	– 47 nF/50 V ceramiczny
C5	– 22 μF/25 V
Inne	
WŁ1	– mikrołącznik
WŁ2	– włącznik suwakowy
płytka drukowana numer 541	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.
Cena: płytka numer 541 – 3,90 zł + koszty wysyłki.

◊ *Rafał Kowalski*

Miniwoltomierz

Układ miniwoltomierza nie jest nowym pomysłem, ale może okazać się przydatnym w różnych okolicznościach. Wykorzystuje on popularny układ LM 3914 który znajduje wszechstronne zastosowanie. Proponowane rozwiązanie można zastosować jako miernik napięcia akumulatora samochodowego, lub też jako prosty woltomierz o wąskiej skali pomiarowej. Układ można także wykorzystać do pomiaru stanu naładowania akumulatorów NiCd.



Układ LM 3914 jest w zasadzie przetwornikiem analogowo cyfrowym. Analogową wartość napięcia zamienia on na jedną z dziesięciu dyskretnych wartości. Sygnalizacja wyniku przetwarzania odbywa się za pomocą dziesięciu diod świecących. Co ciekawe zakres przetwarzania można dobierać w bardzo szerokim zakresie. Wystarczy tylko podać najniższą i najwyższą wartość napięcia przy której ma zapalić się pierwsza i ostatnia dioda świecąca. Wielka zaletą układu jest to, że posiada on wewnętrzny zasilacz stabilizowany umożliwiający dokładne ustalenie progów zakresu przetwarzania.

W układzie przedstawionym na rysunku 1 na stałe ustawiono różnice napięć pomiędzy górnym i dolnym progiem. Wynosi ona w tym przypadku 1,25 V. Natomiast położenie obu progów można równocześnie można zmieniać w dość szerokich granicach, dobierając wartość rezystora R4 i potencjometru P2. Dla wartości elementów podanych na schemacie układ mierzy napięcie w przedziale od 10,0 V do 14,5 V z krokiem 0,5 V. Dla akumulatora samochodowego jest to w zupełności wystarczające.

Procedura regulacji miniwoltomierza jest być może trochę skomplikowana, ale za to obie czynności regulacyjne są wzajemnie niezależne, co jest bardzo ważne. W pierwszej kolejności potencjometrem P2 ustawia się na nóżce 8 US1 napięcie 2,78 V. Następnie układ zasila się napięciem 10,0 V i potencjometrem P1 reguluje się tak aby dioda D1 była na granicy zapalenia się.

Chcąc dobrać inny zakres pomiarowy nie mniejszy jednak niż 1,25 V należy postępować według poniższego opisu. Dane wyjściowe powinny zawierać minimalne U_{min} i maksymalne napięcie U_{max}, które jest mierzone. Wartości rezystorów R2 i R4, oraz potencjometrów P1 i P2 oblicza się według poniższych wzorów:

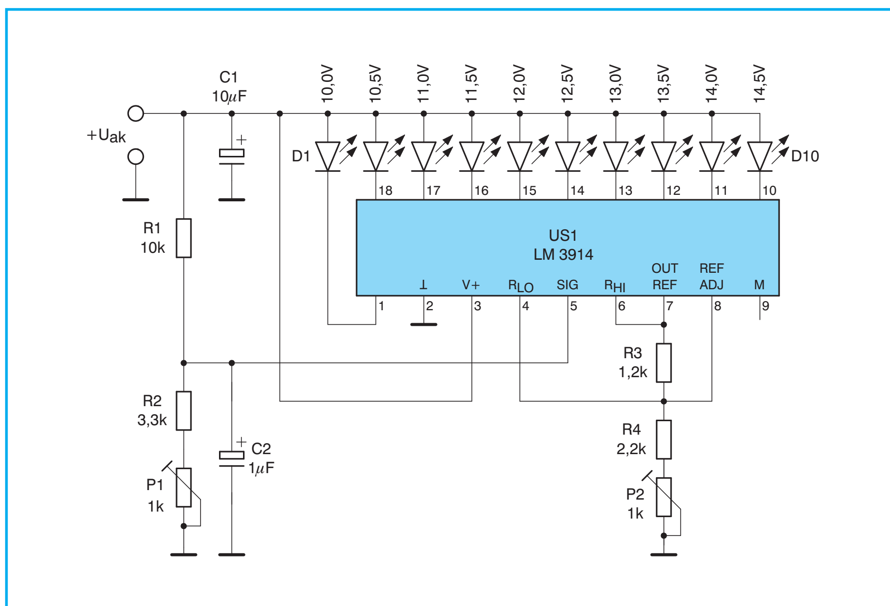
$$R2\,[k\Omega] = \frac{8{,}5 \cdot k}{1 - k}$$

$$R4\,[k\Omega] = 0{,}82 \cdot U_{min} \cdot k$$

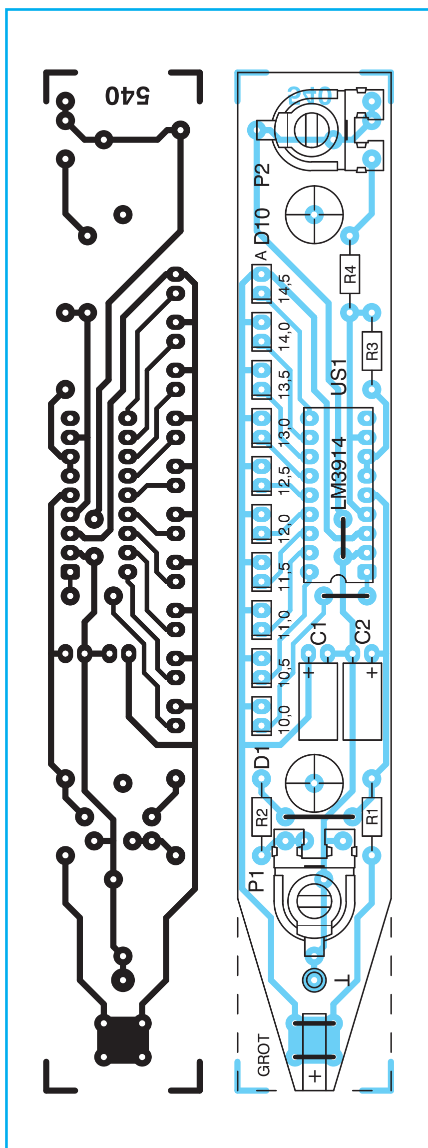
$$P1\,[k\Omega] \approx 0{,}3 \cdot R2$$

$$P2\,[k\Omega] \approx 0{,}3 \cdot R4$$

$$U\,[V] = k \cdot U_{min}$$



Rys. 1 Schemat ideowy miniwoltomierza



Rys. 2 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Wartości rzeczywiste elementów przyjmuje jako najbliższe występujące w szeregu E24 (5%), dla potencjometrów bezpieczniej jest przyjmować wartość większą. Procedura regulacji jest taka sama jak poprzednio. Najpierw na nóżce 8 US1 ustawia się przy pomocy potencjometru P2 wartość napięcia U otrzymaną w wyniku obliczeń (ostatni wzór). W drugiej kolejności układ zasila się napięciem U_{min} a potencjometrem P1 doprowadza się do granicy zapalenia diody D1.

Płytka drukowana została zaprojektowana w taki sposób, aby można ją było zmieścić w typowej obudowie od sondy. Nóżki diod LED należy ukształtować tak aby korpusy diod były przesunięte w stronę układu US1. Wtedy będą się one znajdowały po środku sondy, w osi płytki drukowanej.

Wykaz elementów	
Półprzewodniki	
US1	– LM 3914
D1÷D10	– LED
Rezystory	
R3	– 1,2 kΩ/0,125 W
R4	– 2,2 kΩ/0,125 W
R2	– 3,3 kΩ/0,125 W
R1	– 10 kΩ/0,125 W
P1, P2	– 1 kΩ TVP 1212
Kondensatory	
C2	– 1 µF/50 V
C1	– 10 µF/25 V
Inne	
płytka drukowana numer 540	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 540 – 3,10 zł
+ koszty wysyłki.

◊ Jan Zalewski

Pomysły układowe zaokrąglanie do piątki

Pomiary przeprowadzane przy pomocy mierników cyfrowych obarczone są błędem podobnie jak pomiary analogowe. Błędy pomiaru wprowadzane przez miernik podawane są jednak w obu tych przypadkach nieco odmiennie. Ponieważ wiedza na temat błędów pomiarowych jest mała, postaram się krótko przedstawić o co w tym wszystkim chodzi.

Żadnego pomiaru nie można wykonać dokładnie. Oznacza to, że wartość zmierzona będzie się różniła od wartości rzeczywistej. Z tego też względu wszystkie urządzenia pomiarowe mają podaną dokładność (klasę) z jaką można zmierzyć daną wartość. Popularne mierniki analogowe posiadają klasę tzw. techniczną 2,5 dokładniejsze charakteryzują się klasą 1,5. Co to oznacza?

Klasa jest to dokładność pomiaru wyrażona w procentach zakresu. Załóżmy, że mierzymy napięcie stałe miernikiem o klasie 2,5 na zakresie 15 V. Zatem błąd pomiaru wyniesie:

$$\Delta U = 15\ V \cdot 2{,}5\% = \pm 0{,}375\ V$$

Jest to tzw. błąd bezwzględny pomiaru, czyli różnica pomiędzy wartością rzeczywistą a zmierzoną.

Miernik pokazuje nam wartość napięcia 14,5 V. Rzeczywista wartość napięcia może zawierać się w przedziale:

$$14{,}125\ V < U_{rz} < 14{,}875\ V$$

Obliczmy teraz błąd względny, który określany jest jako stosunek błędu bezwzględnego do wartości mierzonej wyrażony w procentach:

$$\delta U = \frac{0{,}375\ V}{14{,}5\ V} \cdot 100\% = \pm 2{,}59\%$$

Widać, że błąd jest nieco większy od podanej wcześniej klasy miernika wynoszącej 2,5. Powtórzmy powyższe obliczenia zakładając, że tym samym miernikiem, włączonym na tym samym zakresie mierzymy napięcie 5,0 V. W tym przypadku wartość rzeczywista będzie zawierała się w zakresie:

$$4{,}625\ V < U_{rz} < 5{,}375\ V$$

Natomiast wartość błędu względnego wyniesie:

$$\delta U = \frac{0{,}375\ V}{5{,}0\ V} \cdot 100\% = \pm 7{,}5\%$$

Jak widać różnica pomiędzy klasą dokładności a błędem względnym jest już bardzo duża (3 razy większa). Wynika stąd oczywisty wniosek, że miernikami analogowymi należy mierzyć na takim zakresie, aby uzyskiwać jak największe wychylenie wskazówki. Tam bowiem błąd względny pomiaru jest najmniejszy.

Na błędy pomiaru w miernikach analogowych składają się głównie błędy nieliniowości ustroju pomiarowego, błędy dzielników i ewentualnie błędy wnoszone przez przetworniki bierne lub aktywne. Sumaryczna wartość błędów podawana jest jako klasa miernika co opisano wcześniej. Należy pamiętać, że klasa miernika odnosi się do pozycji w jakiej jest umieszczony miernik (pionowa lub pozioma). Można się także spotkać (choć bardzo rzadko) z dwoma klasami, inną dla pozycji poziomej i pionowej. Ta pierwsza z reguły będzie lepsza.

Przy powyższych rozważaniach nie brano pod uwagę innych błędów pomiarowych, np. błędu metody.

Nieco inaczej sprawa przedstawia się w przypadku mierników cyfrowych. Ich dokładność określona jest przy pomocy dwóch parametrów. Jednym z nich jest błąd względny wyrażony w procentach wartości mierzonej a drugim błąd dyskretyzacji. Błąd względny niw wymaga komentarza. Natomiast błąd dyskretyzacji pochodzi z cyfrowej natury wyświetlania wyniku. Wskazanie woltomierza 3 i 1/2 cyfry na zakresie 200 mV może przyjąć wartość 199,5 lub 199,6. Często mierząc miernikiem cyfrowym spotykamy się ze zjawiskiem kiedy to ostatnia cyfra ciągle zmienia swoją wartość przeskakując z jednej wartości na drugą. Błąd dyskretyzacji to właśnie błąd na ostatniej wyświetlanej pozycji wyniku.

W praktyce wygląda to tak. Mamy miernik, którego dokładność jest określona jako 0,1%±1 cyfra, przy pomocy którego przeprowadzamy pomiar napięcia 14,5 V na zakresie 20,00 V. Błąd bezwzględny pomiaru będzie miał wartość:

$$\Delta U = 14{,}5\ V \cdot 0{,}1\% + 0{,}01\ V = \pm 0{,}0245\ V$$

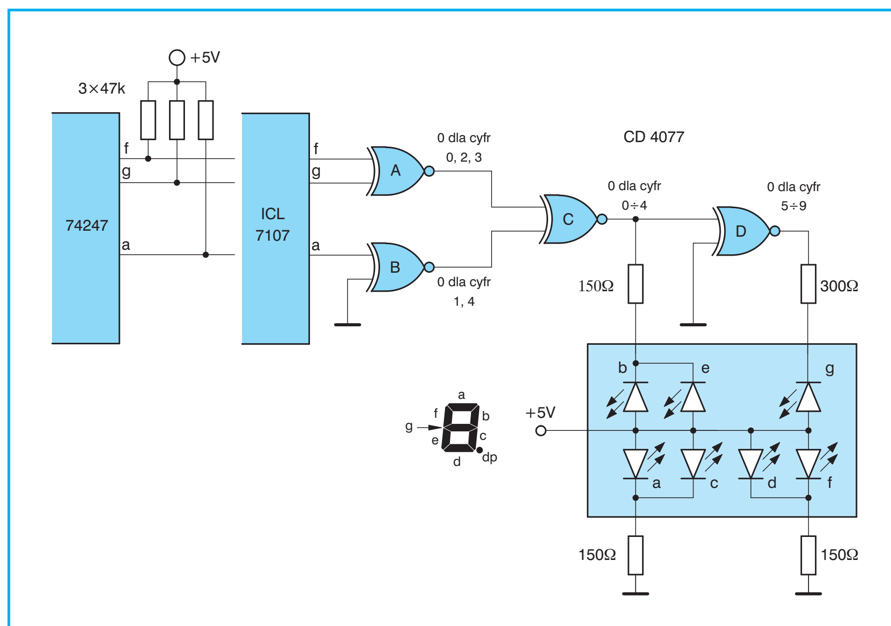
Czyli wartość rzeczywista napięcia będzie zawierała się w przedziale:

$$14{,}4755\ V < U_{rz} < 14{,}5245\ V$$

Błąd względny pomiaru wyniesie zatem:

$$\delta U = \frac{0{,}0245\ V}{14{,}5\ V} \cdot 100\% = \pm 0{,}17\%$$

Czyli błąd względny jest także większy od błędu przetwarzania, za co odpowiedzialny jest błąd dyskredytacji. Podobnie jak



Rys. 1 Schemat ideowy układu „zaokrąglania do piątki"

poprzednio przeprowadźmy rachunki dla pomiaru napięcia 5,00 V

$$\Delta U = 5{,}0\,V \cdot 0{,}1\% + 0{,}01\,V = \pm 0{,}015\,V$$

$$\delta U = \frac{0{,}015\,V}{5{,}0\,V} \cdot 100\% = \pm 0{,}3\%$$

Cóż podobnie jak w przypadku miernika analogowego błąd względny pomiaru jest teraz dużo większy od błędu przetwarzania. Wszystko znowu za sprawą błędu dyskretyzacji, gdyż błąd przetwarzania jest zawsze taki sam, podawany jako procent wartości mierzonej.

Wypływa stąd podobny jak poprzednio wniosek, że należy mierzyć w górnym przedziale zakresu pomiarowego.

Czasami można spotkać dane miernika w których nie podaje się błędu przetwarzania w postaci procentowej. Wartość tego błędu ujęta razem z błędem dyskretyzacji. Na przykład pomiar rezystancji przeprowadzany jest z dokładnością ±5 ostatnich cyfr. Przy takiej formie podawania błędu mamy do czynienia z odpowiednikiem klasy w przyrządzie analogowym. Błąd dyskretyzacji odnosi się bowiem do zakresu, a nie do wartości mierzonej. Jeszcze innym sposobem „maskowania" rzeczywistej klasy miernika jest podawanie błędu pomiaru jako błędu przetwarzania i błędu dyskretyzacji na poziomie ±5 cyfr. Także w tym przypadku sumaryczny błąd względny jest dużo większy niż sam błąd przetwarzania.

Czasami błąd mierników cyfrowych jest tak duży, że we wszystkich przypadkach przekracza wartość pokazywaną przez ostatnią cyfrę. Informacja zawarta na ostatnim wyświetlanym miejscu może służyć do określania tendencji zmian, czyli rozstrzygania czy dana wartość rośnie czy też maleje. Niestety odczyt cyfrowy jest w takim przypadku bardzo niewygodny. Ciągłe miganie ostatniej cyfry sprawia, że ciężko jest się skupić na odczycie rzeczywistej wartości, a to prowadzi do pomyłek. W konstrukcjach amatorskich można pokusić się o rozwiązanie migania ostatniej cyfry, ograniczając (jeżeli to konieczne) wskazania tylko do wartości 0 i 5.

Przyglądając się układowi cyfr na wyświetlaczu siedmiosegmentowym można zauważyć, że segmenty „a", „c", „d", „f" świecą się zarówno w przypadku wyświetlania piątki jak i zera. W przypadku piątki dodatkowo świeci się segment „g", a w przypadku zera dodatkowo świecą się segmenty „b", „e". Stąd wynika wniosek, że należy na stałe zapalić segmenty „a", „c", „d", „f", natomiast segment „g" zapalany jest na zmianę z segmentami „b" i „e". Problem polega tylko na zdekodowaniu stanów 0÷4 i 5÷9 na wyjściu układu sterującego ostatnią cyfrą wyświetlacza, którym może być woltomierz scalony ICL 7107, lub dekoder 74247. Oba te układy przeznaczone są do sterowania wyświetlaczami ze wspólną anodą. W Tabeli 1 zestawiono stany na wyjściach tych układów. Stanowi niskiemu „0" na wyjściu odpowiada świecenie się segmentu.

Tabela 1 – Stany wyjść układów ICL 7107 i 74247 podczas wyświetlania poszczególnych cyfr 0÷9

Cyfra	a	b	c	d	e	f	g
0	0	0	0	0	0	**0**	**1**
1	**1**	0	0	1	1	1	1
2	0	0	1	0	0	**1**	**0**
3	0	0	0	0	1	**1**	**0**
4	**1**	0	0	1	1	0	0
5	0	1	0	0	1	0	0
6	0	1	0	0	0	0	0
7	0	0	0	1	1	1	1
8	0	0	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	1	0	0

Z Tabeli 1 widać wyraźnie, segment „a" jest zgaszony tylko dla cyfr 1 i 4, natomiast dla cyfr 0, 2, 3 stany wyjść „f" i „g" są różne. W pozostałych przypadkach ta para wyjść ma zawsze takie same stany tzn 00 lub 11. Stąd nasuwa się już wniosek co do realizacji układu. Należy zdekodować stany wyjść segmentowych „a" oraz „f" i „g". Układ dakiego dekodera można zrealizować w oparciu o bramkę NOR. Ponieważ jest to mało popularna bramka w Tabeli 2 przedstawiono stany bramki dla kombinacji sygnałów wejściowych.

Tabela 2 – Stany bramki NOR

A	B	Q
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

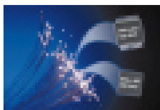
Odpowiedni układ kombinacyjny przedstawiono na rysunku 1. Sygnały z wyjść sterujących segmentami „f" i „g" doprowadzono do wejścia bramki A. Wyjście tej bramki przyjmie stan niski tylko podczas gdy układ sterujący zapala cyfry 0, 2, 3. W pozostałych przypadkach na wyjściu bramki A występuje stan wysoki. Bramka B pracuje jako negator. Na jej wyjściu stan zero występuje tylko podczas zapalania cyfr 1 i 4, dla pozostałych cyfr jej wyjście jest w stanie wysokim.

Zatem dla cyfr 0÷4 wejścia bramki C mają stany przeciwne 01, lub 10. W przypadku pozostałych cyfr 5÷9 oba wejścia bramki C są w stanie wysokim. Tak więc w przypadku gdy na wyjściu dekodera występuje stan odpowiadający zapaleniu jednej z cyfr 0÷4 wyjście bramki C jest w stanie niskim, co sprawia, że segmenty „b" i „e" świecą – na wyświetlaczu zapalone jest 0. Dla pozostałych cyfr bramka D pracująca jako negator zapala segment „g" na wyświetlaczu świeci się cyfra 5.

Układ można także podłączyć do dekodera kodu BCD na kod wyświetlacza siedmiosegmentowego. W tym przypadku potrzebne są dodatkowe rezystory podciągające z uwagi na wyjście typu otwarty kolektor. Układ zamieszczony na rysunku 1 niestety nie nadaje się do zastosowania z dekoderem 7447, który wyświetla uproszczoną wersję cyfry 6 i 9. Brak zapalonego segmentu „a" w cyfrze 6 „psuje" całą sprawę.

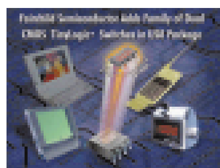
◊ ***Wojciech Kochański***

Zbliżają się wakacje, a z nimi targi Supercomm 2000. Każdy chce zaprezentować się na nich z jak najlepszej strony, dlatego przedwakacyjny czas zaowocował mnogością nowinek i nowych standardów, oczywiście podnoszących wyżej poprzeczki stawiane urządzeniom elektronicznym – zobaczymy dokąd zaprowadzi ta tendencja....



Dallas Semiconductor przedstawił swój nowy produkt, podwójny potencjometr z pamięcią nieulotną, DS 1845. Układ zawiera dwa liniowe potencjometry, 256 bajtów pamięci EEPROM oraz interfejs komunikacji szeregowej 2-Wire. DS 1845 jest przeznaczony do zastosowań w szybkich transceiverach (na przykład gigabitEthernet lub SONET).





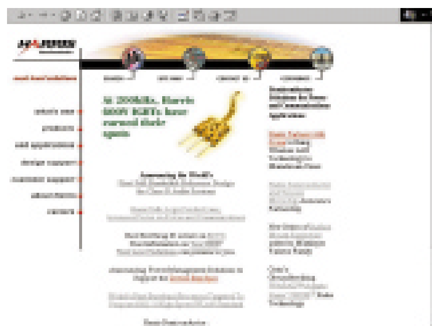
Fairchild Semiconductor uruchamia produkcję przełączników magistral NC7WB3306K8, NC7WBD3306K8, NC7WB3125K8 oraz NC7WBD3125K8 (dwu-bitowe przełączniki CMOS/TTL) w obudowach US8, które zajmują 53% mniej miejsca niż najmniejsze stosowane do tej pory obudowy TSSOP. Ich wymiary to 2,1 mm×3,1 mm×0,9 mm z wyprowadzeniami. Firma planuje umieścić w nowych obudowach wszystkie urządzenia z rodziny TInyLogic.



Fairchild Semiconductor opracował prototyp nowego rodzaju obudowy układów półprzewodnikowych, który zapewnia rozpraszanie ciepła zbliżone do obudów TO-263 (DD-PAK) przy zachowaniu wymiarów ośmio-pinowych obudów SOIC. Opór cieplny złącze-obudowa wynosi 1°C/W, podczas gdy dla obudów SOIC współczynnik ten przybiera wartości sięgające 25°C/W. Obudowy noszą nazwę Bottomless i dostępna jest już partia próbna układów FDS7064A umieszczonych w tych właśnie obudowach. Produkcja seryjna ma ruszyć we wrześniu.



Wysokoczęstotliwościowy radio-modem RF-5710A produkcji Harris Semiconductor przeszedł pomyślnie testy NATO. Modulacja MIL-STD-188-110B została zaakceptowana jako kolejny standard NATO. RF-5710A, oprócz modulacji MIL-STD-188-110B obsługuje także standardy MIL-STD-188-110A, STANAG 5066, STANAG 5065, STANAG 4529, STANAG 4481, STANAG 4415, oraz STANAG 4285.



Philips Semiconductor przedstawił DSP własnej produkcji przeznaczone do wykorzystania w kamerach cyfrowych dla komputerów PC. Układ SAA 8116 jest zintegrowanym układem przetwarzającym dane z przetworników CCD, przetwarzanie sygnału wideo, kompresję wideo, kodowanie audio oraz funkcje USB 1.1. Wbudowany algorytm kompresji pozwala na uzyskanie piętnastu klatek na sekundę w rozdzielczości VGA i trzydziestu przy zastosowaniu formatu SIF (Square Intermediate Formats).



Philips Semiconductor rozpoczyna produkcję pierwszego komercyjnego urządzenia zgodnego ze standardem Bluetooth 1.0 – TrueBlue (BGB100). Bluetooth jest opracowanym przez firmy Ericsson, IBM, Intel, Nokia oraz Toshiba standardem bezprzewodowej komunikacji krótkiego zasięgu umożliwiającej transmisje o prędkościach wystarczających między innymi do połączenia komputerów PC z urządzeniami peryferyjnymi takimi jak np. kamery cyfrowe.

Texas Instruments uruchamia produkcję urządzeń opartych o krzemową technologię 0,13 mikrona. Pierwszymi produktami tej serii są nowe chipsety ASIC, SR40 oraz GS40. Pierwszy z nich przeznaczony jest do zastosowań w urządzeniach wymagających wielkich prędkości transmisji danych (640 Gbps przy pracy w pełnym dupleksie, co oznacza przepustowość równą 64 kanałom OC-192 lub dziesięciu milionom kanałów głosowych), drugi natomiast jest zoptymalizowany pod kątem oszczędności energii – może być zasilany napięciem 1,1 V, natomiast tracona moc to 0.011 μW/MHz/bramkę przy technologii CMOS pozwalającej umieścić 156.000 bramek na milimetrze kwadratowym.



Compaq wybrał Texas Instruments na dostawcę chipsetów ADSL dla nowej serii swoich komputerów – Internet Presario. DSP produkcji Texas Instruments umożliwi dostęp do sieci do stu razy szybszy od będących dziś standardem analogowych modemów V.90 lub 56K.

◊ *Marcin Witek*
elin@pe.com.pl